DER JUNGE FUNKER

Wolfgang Langbein / Otto Morgenroth

Funkempfangstechnik in Theorie und Praxis

TEIL I





8

Der junge Funker · Band 8

Funkempfangstechnik in Theorie und Praxis · Teil I

Wolfgang Langbein / Otto Morgenroth

Funkempfangstechnik in Theorie und Praxis

TEIL I



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG

Inhalt

Vorwort

Die Kenntnis der Wirkungsweise eines Funkempfangsgeräts, der elektrischen und elektronischen Vorgänge in der Schaltung sowie der zweckmäßigen Anordnung und Dimensionierung der Bau- und Schaltelemente ist Voraussetzung für den erfolgreichen Aufbau. Die vorliegende Broschüre soll das notwendige Wissen vermitteln und ein Leitfaden für die praktische Arbeit sein.

Für das Verständnis des dargebotenen Stoffes werden die elementaren Kenntnisse der Elektrotechnik und selbstverständlich technisches Interesse vorausgesetzt.

Der Leser wird es begrüßen, daß er sich auch eine gewisse Routine im „Lesen eines Schaltbilds" aneignen kann. In sinngemäßer Abwandlung dieses oder jenes Schaltungskomplexes wird mitunter die Möglichkeit bestehen, den interessierenden „besonderen Fall" zu klären! An Hand des vollständigen Stromlaufplans eines modernen AM-Röhren-Überlagerungsempfängers werden die einzelnen Baustufen des Empfängers, unter Einbeziehung gebräuchlicher Varianten, besprochen. Der jeweils zu behandelnde Komplex ist auf dem Stromlaufplan gekennzeichnet.

Nach gleichen Gesichtspunkten und in gleicher Form werden in einem weiteren Band der Reihe *Der junge Funker* ein kombinierter AM-/FM-Super sowie ein AM-Transistor-Empfänger besprochen.

Beide Broschüren wenden sich an die jungen Funkamateure und Radiobastler, an die Angehörigen der Funkeinheiten unserer NVA, an Schüler, an Lehrlinge, die den Beruf des Funkmechanikers erlernen, und im übrigen an alle, die sich für die Funktechnik interessieren und einen tieferen Einblick in dieses Gebiet gewinnen wollen.

Sonneberg, im Dezember 1965

Die Verfasser

Einführung

Die Betrachtungen beziehen sich zunächst im wesentlichen auf den mit Röhren bestückten *Überlagerungsempfänger* (*Super, Superhet*) für den Empfang amplituden-modulierter Schwingungen.

Die Arbeitsweise dieses Geräts ist dadurch gekennzeichnet, daß die abstimmbaren Empfangsfrequenzen durch Überlagerung mit einer im Empfänger erzeugten mitlaufenden Oszillatorfrequenz in eine feste Frequenz, die Zwischenfrequenz, umgesetzt werden.

Den grundsätzlichen Aufbau des AM-Supers veranschaulicht das Blockschaltbild (Bild 1).

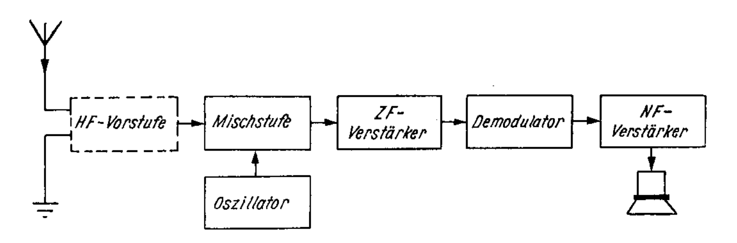


Bild 1 Blockschaltbild des Überlagerungsempfängers

Der im allgemeinen nur in Hochleistungsempfängern vorhandenen *Hochfrequenzvorstufe* obliegen die Vorselektion und die Verstärkung der ihr von der Antenne zugeführten hochfrequenten Spannung, der Eingangsspannung. Die folgende Stufe ist die das Überlagerungsprinzip kennzeichnende *Mischstufe*. In ihr treten zwei Hochfrequenzspannungen auf. Die eine ist die Eingangsspannung, gegebenenfalls in der Vorstufe verstärkt und in ihrer Frequenz „vorgewählt", die andere die in der *Oszillatorstufe* des Empfängers erzeugte Oszillatorspannung. Durch Überlagerung der Eingangsfrequenz f_e mit der Oszillatorfrequenz f_0 wird die Zwischenfrequenz f_z gebildet. Diese kann eine Summen- oder eine Differenzfrequenz sein; in der Praxis ist

$f_z = f_o - f_e$. Die Zwischenfrequenz hat einen konstanten Wert, der über die gesamten Empfangsbereiche hinweg gewahrt werden muß. Das bedeutet, daß ein optimaler Gleichlauf von Oszillator- und Eingangsfrequenz vorauszusetzen ist. Die Frequenzumsetzung erfolgt in der Mischröhre. In Rundfunkempfängern ist durchweg die multiplikative Mischung gebräuchlich, in Amateurempfängern wird häufig die additive Mischung angewendet. An die Mischstufe schließt sich der ein- oder der mehrstufige *Zwischenfrequenzverstärker* an. Er arbeitet mit festen auf die Zwischenfrequenz abgestimmten Kreisen, die man als Bandfilter ausbildet. Sie sind elektrisch so dimensioniert, daß ein bestimmtes Frequenzband übertragen wird. Der *Demodulator* (*Hochfrequenzgleichrichter*) trennt das niederfrequente Signal (Nachrichteninhalt) vom hochfrequenten Träger. Das in AM-Superschaltungen ausschließlich angewendete Demodulationsverfahren ist die *Diodengleichrichtung*. Im *Niederfrequenzteil* wird das niederfrequente Signal im *Niederfrequenzvorverstärker* vorverstärkt. Die verstärkte Spannung dient zur Aussteuerung des *Niederfrequenzendverstärkers*, der den Lautsprecher speist.

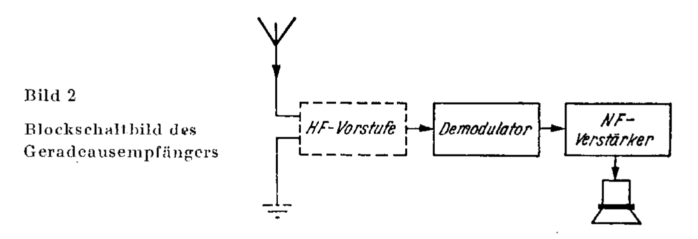


Bild 2

Blockschaltbild des Geradeausempfängers

Für die Arbeitsweise des *Geradeausempfängers*, dessen Blockschaltbild Bild 2 zeigt, ist kennzeichnend, daß keine Umsetzung der Empfangsfrequenz stattfindet. Diese wird, entweder unmittelbar oder nach vorhergehender Hochfrequenzverstärkung, der *Demodulatorstufe* zugeführt. Als Demodulatorschaltung hat sich das *rückgekoppelte Audion* bewährt. Anoden- und Diodengleichrichtung werden heute in Geradeausempfängern nicht mehr angewendet.

An den Demodulator schließt sich, wie beim Super, der *Niederfrequenzverstärker* an.

Durch Vorsatz einer *Hochfrequenzvorstufe* können die Trennschärfe und in engen Grenzen die Empfindlichkeit des Empfängers gesteigert werden.

Die für die Bauelemente angegebenen elektrischen Werte sind Richtwerte; unter Umständen ist eine Anpassung an die Röhrendaten erforderlich. Die meisten Toleranzen sind relativ groß, so daß der Amateur genug eigene Erfahrungen sammeln kann.

Als Röhren werden die Typen der 80er Serie der E- bzw. U-Röhren oder äquivalente sowjetische und amerikanische Röhren verwendet.

1. Stromversorgung

1.1. Wechselstromnetzteile

Das Kennzeichen dieser Stromversorgungsquellen ist der Netztransformator, der unmittelbar mit dem Wechselstromnetz elektrisch in Verbindung steht.

1.1.1. Wechselstromnetzteil in Zweiweggleichrichterschaltung (entspr. Gesamtstromlaufplan)

Die Primärwicklung des Transformators ist über den einpoligen Netzschalter an das 220-V-Wechselstromnetz angeschlossen. Die Netzsicherung Si (400 mA/250 V) unterbricht bei Überlastung, z. B. bei Kurzschluß, den primären Stromkreis. Für den Anschluß an verschiedene Netzspannungen sind Transformatoren mit angezapfter und umschaltbarer Primärwicklung vorgesehen. Sekundärseitig befinden sich drei Wicklungen:

1. Wicklung für die Heizung der Empfängerröhren und Skalenlampen (6,3 V). Diese Wicklung liegt einseitig an Masse.

2. Wicklung für die Heizung der Gleichrichterröhre (6,3 V).

Um die Röhre vor einem möglichen Kurzschluß über der Strecke Heizfaden — Katode zu schützen, ist diese Wicklung nicht mit Masse verbunden.

3. Wicklung für die Anodenspannung (etwa 2×300 V). Die Mittenanzapfung ist an Masse geführt.

Die Schaltung arbeitet mit der indirekt geheizten Doppelweggleichrichterröhre EZ 80. Ihre Anoden sind an je einem Ende der Anodenspannungswicklung angeschlossen. Die Mittenanzapfung stellt den negativen Pol dar. Die beiden Anodenstrecken der Gleichrichterröhre werden von den Kondensatoren C_1 und C_2 hochfrequenzmäßig überbrückt, so daß eine Brummodulation vermieden wird. Sie ist eine zusätzliche unerwünschte Modulation des hochfrequenten Nutzträgers durch netzfrequente Brummspannungen, die durch Ein-

streuung als Steuerspannung an die Gitter der HF-, Misch- und ZF-Röhren gelangen kann. Die Gleichrichtung geschieht nach dem Gegentaktprinzip: Beide Gleichrichteranoden erhalten abwechselnd die positive und negative Halbwelle der transformierten 50-Hz-Spannung zugeführt, so daß an der Katode der Gleichrichterröhre ein pulsierender Gleichstrom entsteht. Die Frequenz der Brummspannung beträgt 100 Hz.

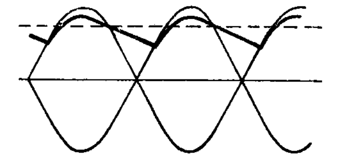


Bild 3 Spannungsverlauf am Ladekondensator bei Doppelweggleichrichtung

Der Ladekondensator C_3 verringert die Welligkeit des pulsierenden Gleichstroms (Bild 3), indem sich der Kondensator während des Durchgangs der positiven Halbwellen auflädt und seine Ladung in den Ladepausen wieder abgibt. Da die an C_3 stehende Gleichspannung einen noch relativ großen Anteil an Brummspannung enthält, wird mittels eines Siebglieds — im vorliegenden Fall einer LC-Kombination — eine weitere Glättung vorgenommen. Die Drossel Dr (L etwa 50 H) hat für Gleichstrom einen geringen Widerstand (R etwa 100 Ω); für den 100-Hz-Strom ergibt sich indessen ein hoher Scheinwiderstand (Rs etwa 30 kΩ)

$$R_s = \sqrt{R^2 + (\omega\ L)^2};$$

R_s in Ω.

Der Siebkondensator C_4 weist dagegen für den Gleichstrom einen sehr großen Widerstand auf (einige 100 k Ω); der Wechselstromwiderstand ist minimal (einige Ohm). Für Wechselstrom ist die Kombination ein Spannungsteiler, aus dem ein Siebfaktor S von etwa 2000 abgeleitet werden kann.

$$S \approx \omega^2 \cdot L \cdot C;$$
$$S \approx 40\,\pi^2 \cdot 100^2 \cdot 50 \cdot 10^{-4};$$
$$S \approx 40 \cdot 50 \approx 2000.$$

Dieser Wert bedeutet, daß an C_4 die restliche Brummspannung auf 1/2000 herabgesetzt wurde, so daß die Empfängerröhren praktisch mit gut beruhigter Gleichspannung versorgt werden.

1.1.2. Wechselstromnetzteil in Graetz-Schaltung (Bild 4)

Die Brückenschaltung mit Selengleichrichtern arbeitet praktisch als Zweiweggleichrichter, so daß sie dessen gute Eigenschaften aufweist.

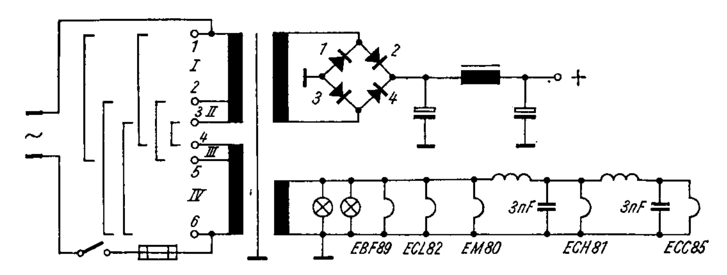


Bild 4 Wechselstromnetzteil in Graetz-Schaltung

An der Primärwicklung des Netztransformators befinden sich Anzapfungen für die gebräuchlichen Spannungen des Stromversorgungsnetzes.

Die Wicklungsteile sind wie folgt geschaltet:

U~ 110 V: Teil I parallel mit IV;
U~ 127 V: Teil I+II parallel mit III+IV;
U~ 220 V: Teil I in Reihe mit IV;
U~ 240 V: Teil I+II in Reihe mit III + IV.

Sicherung für 110 V, 127 V = 800 mA; für 220 V, 240 V = 400 mA.

Die Anodenwicklung hat keine Anzapfung.

Für jede Halbwelle sind jeweils die Gleichrichter 1 + 4 bzw. 2 + 3 hintereinandergeschaltet.

Es wird die gleiche Siebung wie bei Abschnitt 1.1.1. angewendet. Die Wicklung für die Heizung der Empfängerröhren ist für 6,3 V ausgelegt; Röhren und Skalenlampen sind parallelgeschaltet. Im FM-Betrieb werden die Heizleitungen spezieller Röhren (ECH 81, ECC 85) verdrosselt und verblockt, um Koppelerscheinungen zu vermeiden.

1.1.3. *Wechselstromnetzteil in Einweggleichrichtung mit Spartransformator (Autotransformator)* * *und Selengleichrichter* ** *(Bild 5)*

Die Anodenspannung wird von der Primärwicklung abgenommen, so daß die Heizwicklung die einzige Sekundärwicklung ist.

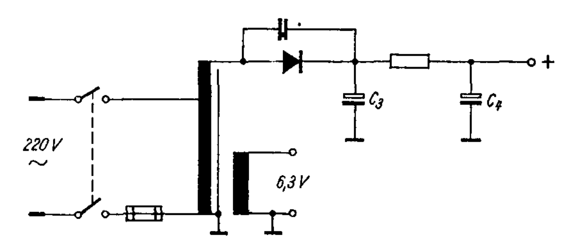


Bild 5 Wechselstromnetzteil in Einweggleichrichtung mit Spartransformator und Selengleichrichter

Der Empfänger wird *nicht* vom Netz getrennt; somit muß man, wie beim Allstromnetzteil, die üblichen Berührungsschutzmaßnahmen vorsehen (doppelpoliger Netzschalter usw.).

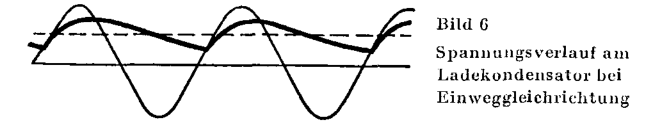


Bild 6 Spannungsverlauf am Ladekondensator bei Einweggleichrichtung

Bild 6 zeigt den Verlauf der Spannung am Ladekondensator. Es läßt erkennen, daß der Wirkungsgrad der Einweggleichrichtung geringer ist als der der Zweiweggleichrichtung. Die 50-Hz-Frequenz der Brummspannung bedarf eines größeren Aufwands an Siebmitteln. Der Siebfaktor S für das RC-Siebglied ist $\omega \cdot C \cdot R$.

Beispiel

$R = 1\,k\Omega,\ C = 100\,\mu F;\ S = 2\,\pi \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 10^{-4} = 31{,}4.$

---

* Über den Spartransformator siehe Reihe *Der praktische Funkamateur*, Band 37.

** In den Schaltungen nach 1.1.2., 1.1.3., 1.2.1. und 1.2.2. können an Stelle von Selengleichrichtern ggf. Siliziumgleichrichter verwendet werden. Es sind speziell für Amateur- und Bastlerzwecke preisgünstige Typen im Handel.

Der Spannungsabfall an R ist groß; er beträgt bei 50 mA Stromaufnahme etwa 50 V.

In hochwertigen Empfängern wird die Einweggleichrichtung nicht verwendet.

1.2. Allstromnetzteile

Der wesentliche Vorzug des Allstromnetzteils besteht darin, daß das Empfangsgerät an das Wechselstrom- und das Gleichstromnetz angeschlossen werden kann. Nachteilig ist die geringere Betriebsspannung. Des weiteren erfordert diese Bauart besondere Sicherheitsmaßnahmen, da keine galvanische Trennung vom Stromnetz besteht. Derartige Maßnahmen sind:

Doppelpolnetzschalter, Schrauben aus Isolierstoff für Metallchassisbefestigung und Bedienungsknöpfe u. a. m.; jedenfalls dürfen von außen her keine metallischen Teile zugänglich sein. Optimale Sicherheit bietet ein Trenntransformator. Für die Empfängerröhren und eine eventuell verwendete Gleichrichterröhre ist der Strom Einstellwert. Es werden grundsätzlich Röhren der U-Serie (I_h = 100 mA) und — in Spezialfällen — der P-Serie (I_h = 300 mA) benutzt. Alle Röhrenheizfäden sind in Reihe geschaltet.

1.2.1. Allstromnetzteil in Einwegschaltung mit Gleichrichterröhre (Bild 7)

Die Schaltung weist zwei getrennte Stromkreise auf:

1. Anodenkreis mit der Röhre UY 82, die zur Vermeidung einer Brummmodulation mit einem 10-nF-Kondensator überbrückt ist. Der 100-Ω-Widerstand in der Katodenleitung dient als Schutz der gegen Überbelastung empfindlichen Gleichrichterröhre. Diese wird zerstört, wenn z. B. einer der Elektrolytkondensatoren der Siebkette Kurzschluß hat. Das Siebglied ist, wie in Schaltung nach 1.1.3. gezeigt, auszulegen.

2. Heizkreis mit den in Reihe geschalteten Heizfäden sämtlicher Röhren, den Skalenlampen, dem Vorwiderstand und dem Heißleiter. Die Anordnung der Röhren erfolgt so, daß die am meisten brummempfindlichen Röhren (NF- und Mischröhre) am massesei-

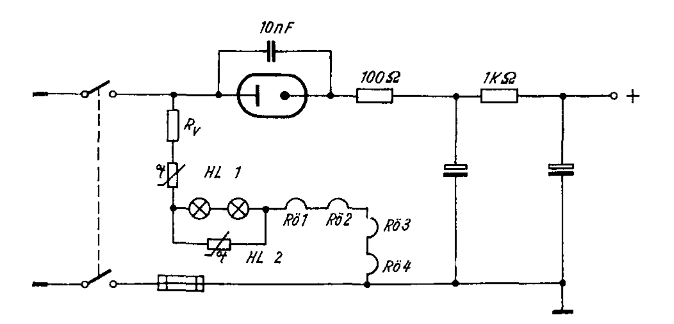


Bild 7 Allstromnetzteil in Einweggleichrichtung mit Gleichrichterröhre

tigen Ende des Heizkreises liegen. Hiermit wird eine Brummeinstreuung vom Heizfaden auf die Katode vermieden. Mit dem Vorwiderstand R_V stellt man den Heizstrom ein; Heißleiter HL_1 begrenzt den Einschaltstromstoß. Der Heißleiter HL_2 überbrückt die Skalenlampen, so daß bei Ausfall einer Lampe oder beider Lampen der Stromkreis nicht unterbrochen wird und das Gerät funktionsfähig bleibt. (Über die Arbeitsweise des Heißleiters siehe Reihe *Der praktische Funkamateur*, Band 23; dort ist auch ein Beispiel für die Berechnung eines Heizstromkreises gegeben.)

1.2.2. Allstromnetzteil in Einweggleichrichtung mit Selengleichrichter und Brummkompensation (Bild 8)

Gleichrichterschaltungen mit Brummkompensation sind in den meisten modernen Empfängern üblich. Die an dem Kondensator C_3 stehende, der Gleichspannung überlagerte Brummspannung ist an eine Anzapfung der Primärseite des Ausgangstransformators geführt, so daß eine Stromverzweigung entsteht. Die beiden entgegengerichteten Ströme rufen in den Wicklungsteilen entgegengesetzte Spannungsabfälle hervor, die bei entsprechender Wahl der Anzapfung gleich groß sind. Zwischen A und B erfolgt dann eine Kompensation der Brummspannung. Die Anode der Endröhre des Empfängers erhält praktisch die volle Anodenspannung, so daß die Röhre optimal ausgesteuert werden kann. Über den Siebwiderstand Rs (etwa 1 kΩ) fließen nur noch die relativ kleinen Ströme der Vorröhren, wodurch ein geringer Spannungsabfall, maximal 20 V, hervorgerufen wird.

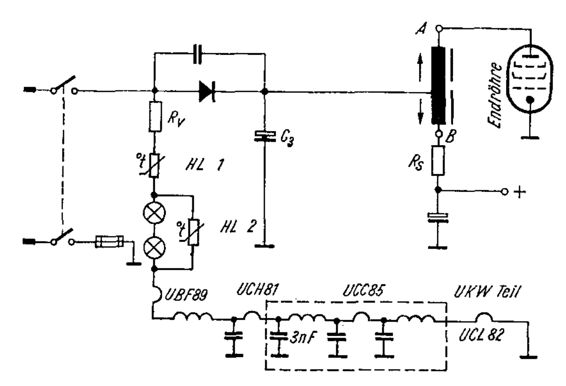


Bild 8 Allstromnetzteil in Einweggleichrichtung mit Selengleichrichter und Brummkompensation

Die Schaltung zeichnet sich durch geringen Aufwand an Siebmitteln bei gleichzeitiger voller Ausnutzung der Anodenspannung aus. Diese Schaltung ist also sehr wirtschaftlich. Der Heizkreis ist hier für einen AM-/FM-UKW-Super ausgelegt. Die Röhren der 1. Zwischenfrequenzverstärkerstufe und der Eingangsstufe sind daher verdrosselt und verblockt.

2. Mischstufe

Im Gesamtstromlaufplan ist eine Schaltung dargestellt, die mit der heute allgemein gebräuchlichen *multiplikativen Mischung* arbeitet. Als Mischröhre dient die Verbundröhre ECH 81 (Triode-Heptode). Eine HF-Vorstufe ist *nicht* vorhanden.

2.1. Hochfrequenzeingangsstufe

Die Antennenenergie gelangt über den Kondensator C_6 und den Sperrkreis L_1, C_7 zur Antennenspule L_2. Sie induziert die Eingangsspannung in den Eingangskreis L_3, C_8, C_9. Dieser bestimmt in erster Linie die Selektivität (Trennschärfe) des Empfängers.

Von dem Drehkondensator C_9 muß verlangt werden, daß er einen definierten Frequenzbereich erfaßt, beispielsweise den Mittelwellenbereich 500 bis 1600 kHz.

Entsprechend dem Frequenzverhältnis des Kreises $\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{1600}{500}$ $= 3{,}2$ ist von C_9 eine Kapazitätsvariation von $1 : 3{,}2^2 = 1 : 10{,}2$ zu fordern. Für eine feste Abstimmung des Kreises sind C_8 (Trimmer) und L_3 (Ferrit- oder Massekernspule mit verstellbarem Kern) vorgesehen. Über den Kondensator C_{10}, der ein Abfließen der über den Gitterableitwiderstand R_2 zugeführten Regelspannung verhindert, gelangt die aus dem Frequenzspektrum herausgesiebte modulierte Eingangsfrequenz f_e an das 1. Gitter der Mischheptode. Das 2. und 4. Gitter sind Schirmgitter, die die Oszillatorstufe von der Eingangsstufe abschirmen. Sie erhalten über den Vorwiderstand R_3 eine „gleitende Schirmgitterspannung"; sie bewirkt eine Änderung des Verstärkungsgrads der Röhre, so daß sich die bei der Schwundregelung grundsätzlich auftretenden Verzerrungen nicht mehr auswirken. Bei zunehmender negativer Regelspannung steigt die Schirmgitterspannung an (der heruntergeregelte Schirmgitterstrom ver-

ursacht an R_3 einen kleineren Spannungsabfall) und läßt die Röhrenkennlinie flacher verlaufen. Mit C_{11} ist das Schirmgitter gegen Hochfrequenz abgeblockt.

2.1.1. *Ankopplung der Antenne*

Die Antenne kann auf verschiedene Weise angekoppelt werden. Die *induktive Ankopplung*, im Gesamtstromlaufplan dargestellt, ist entweder hoch- oder niederinduktiv (Bild 9a, b). Im ersteren Fall

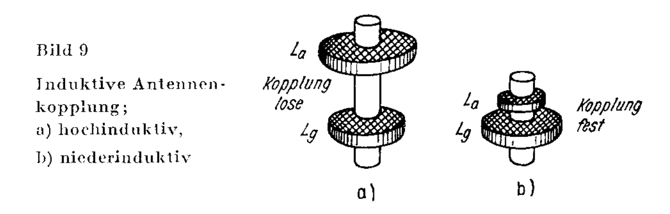


Bild 9
Induktive Antennenkopplung;
a) hochinduktiv,
b) niederinduktiv

liegt die Resonanzfrequenz der Antenne unterhalb der tiefsten zu empfangenden Frequenz, im zweiten Fall oberhalb der höchsten Empfangsfrequenz. Die niederinduktive Kopplung ist speziell für hohe Frequenzen geeignet. Häufig werden beide Arten nebeneinander verwendet, damit für jeden Wellenbereich ein Optimum an Anpassung erzielt werden kann. Für die *kapazitive Ankopplung* benötigt man keine Antennenspulen. Die Einkopplung wird entweder am heißen Ende über eine Kapazität von einigen Pikofarad (Spannungskopplung) nach Bild 10 oder am Fußpunkt über eine relativ

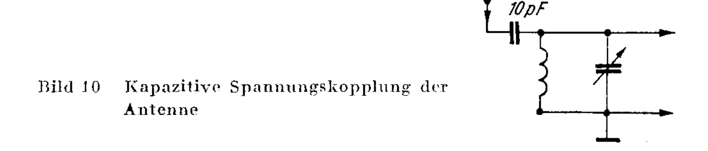


Bild 10 Kapazitive Spannungskopplung der Antenne

große Kapazität (Strom- oder Fußpunktkopplung) nach Bild 11 vorgenommen. Bei der ersten Schaltung werden die höheren Frequenzen, bei der zweiten die niedrigeren Frequenzen bevorzugt.

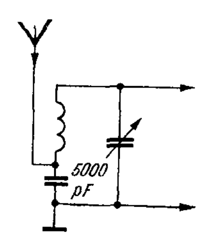


Bild 11 Kapazitive Stromkopplung der Antenne

Bei Allstromempfängern sind Antennen- und Erdklemme abzublocken. Es sind Berührungsschutzkondensatoren für 350 V Wechselspannung, mit „b" gekennzeichnet, zu verwenden (C an der Antennenklemme = 200 pF, an der Erdklemme 5 nF).

2.2. Oszillatorstufe

Es sind zahlreiche Oszillatorschaltungen, die sämtlich nach dem Rückkopplungsprinzip arbeiten, gebräuchlich. Durch eine phasenrichtige Rückkopplung vom Ausgang auf die Steuerelektrode der Oszillatorröhre wird eine Selbsterregung von Schwingungen bewirkt; sie stellen die Oszillatorfrequenz f_0 dar.

Sowohl auf den stabilen mechanischen als auch auf den elektrischen Aufbau des Oszillators muß ganz besonderer Wert gelegt werden. Mittels hochwertiger Kondensatoren (Keramikkondensatoren) ist unbedingt eine Temperaturkompensation vorzunehmen, um ein „Weglaufen" der Oszillatorfrequenz zu verhindern.

Bei der hier dargestellten Rückkopplungsschaltung nach *Meißner* ist der die Frequenz bestimmende Oszillatorkreis L_4, C_{13}, C_{14}, C_{15} an das Gitter des Triodensystems der Mischröhre gekoppelt. Die Rückkopplung erfolgt über die Spule L_5 (mit etwa 1/3 der Windungszahl von L_4). Über die Spule L_5 wird gleichzeitig die Anodengleichspannung eingespeist. Da die Anodengleichspannung in Serie (Reihe) mit dem Kreis zugeführt wird, liegt Serien- oder Reihenspeisung vor. Der Anodenstrom fließt über die Spule des Schwingkreises. Bei Parallelspeisung leitet man die Anodenspannung über eine Hochfrequenzdrossel in hoher Induktivität der Röhre zu und koppelt den Schwingkreis über einen Kondensator. Diese Schaltung wendet man hauptsächlich in Sendern an, da es in diesem Fall zweckmäßig ist, den Schwingkreis gleichstromfrei zu halten. Der Wider-

stand R_5 stellt die Anodengleichspannung ein. Gitter- und Anodenspule sind auf *einem* Spulenkörper aufgetragen, so daß eine feste Kopplung gewährleistet ist. Auf richtigen Anschluß der Spulenenden muß geachtet werden, um die Phasengleichheit zu wahren.

Der Drehkondensator C_{14} ist mit dem elektrisch gleichdimensionierten Vorkreisdrehkondensator mechanisch gekoppelt.

Wie schon angedeutet, muß die Differenz zwischen Oszillator- und Eingangsfrequenz immer konstant sein, unabhängig vom jeweils eingestellten Sender. Um den erforderlichen Gleichlauf zu erzwingen, bedient man sich *allgemein der elektrischen Korrektur* mittels eines Verkürzungskondensators (Padding). Dieser Kondensator C_{13}, in Reihe mit dem Drehkondensator C_{14} liegend, begrenzt in erster Linie dessen Endkapazität. Um den Gleichlauf zu erzielen, werden gelegentlich auch Drehkondensatoren mit verschieden dimensionierten Plattenpaketen verwendet. Diese Zusammenhänge werden an einem Beispiel erläutert.

Frequenzbereich Mittelwelle:

$f_e = 500$ bis 1600 kHz, $\Delta f = 1 : 3{,}14$
Frequenzbereich des Oszillators bei $f_z = 473$ kHz:
$f_o = 973$ bis 2073 kHz, $\Delta f = 1 : 2{,}1$

In der DDR und in Westdeutschland sind im Hörrundfunk Zwischenfrequenzen im Bereich 455 bis 473 kHz üblich; Amateurkurzwellenempfänger werden meist für 465 kHz ausgelegt. Nach internationalen Vereinbarungen dürfen auf diesen Frequenzen keine starken Sender arbeiten, da sie auch bei guter Vorselektion hörbar wären. Geringe Abweichungen von der Zwischenfrequenz ergeben Pfeifstörungen, die beim Empfang jedes beliebigen Senders auftreten.

Entsprechend den oben ermittelten Werten ergeben sich folgende Kapazitätsvariationen:

C_9 (Eingangskreis): $\approx$ 50 bis 500 pF, $\Delta C = 1 : 10$

C_{14} (Oszillatorkreis): $\approx$ 50 bis 220 pF, $\Delta C = 1 : 4{,}4$

Die Anfangskapazität C_a ist für beide Kondensatoren die gleiche. Mit dem Paralleltrimmer C_{15} wird genau eingestellt. Dagegen ist bei völlig eingedrehtem Kondensator die aus der Reihenschaltung resultierende Endkapazität erheblich kleiner als die Endkapazität C_e des Drehkondensators allein. Somit ergibt sich die durch C_{13} einstellbare kleinere Kapazitätsvariation.

Die Gitterkombination C_{12}, R_4 begrenzt automatisch die Amplitude der Oszillatorspannung. Die Begrenzung arbeitet nach dem Audion-Prinzip: Die HF-Amplitude wird am Gitter gleichgerichtet (Spitzengleichrichtung). Es entsteht eine negative Spannung am Gitterableitwiderstand, die den Arbeitspunkt verschiebt und somit die Röhre regelt. Je größer die Oszillatorspannungsamplitude, desto größer die negative Vorspannung und um so kleiner die Verstärkung. Die Schaltung stellt sich also auf einen stabilen Arbeitszustand ein. Bei Fehlen des Begrenzungsglieds kann die Röhre zerstört werden.

Vom Gitter der Triode wird die Oszillatorschwingung unmittelbar dem Mischgitter G_3 der Heptode zugeführt. Im Heptodensystem (EH) ist der Anodenstrom vom Produkt der beiden Steuergitterspannungen abhängig. In erster Linie bilden sich die Summenfrequenz $f_o + f_e$ und die Differenzfrequenzen $f_o - f_e$ bzw. $f_e - f_o$ aus, je nachdem, ob f_o höher oder tiefer liegt als f_e. Diese Frequenzen sind die für jede beliebige Eingangsfrequenz konstante Zwischenfrequenz f_z. Die Zwischenfrequenz wird im ersten Zwischenfrequenzkreis C_{17}, L_6 ausgesiebt und verstärkt. Im Lang- und Mittelwellenbereich benutzt man die Differenzfrequenz f_o—f_e. Nur die höhere Oszillatorfrequenz gestattet es, mit den üblichen Drehkondensatoren in Verbindung mit einer hinsichtlich der Verstärkung günstigen Zwischenfrequenz diese Frequenzbereiche und gegebenenfalls auch den niederfrequenten Teil des Kurzwellenbereichs zu bestreichen. Die tiefere Oszillatorfrequenz scheidet in diesem Fall wegen des zu großen Frequenzverhältnisses (größer als 1 : 3) und der sich daraus ergebenden extrem hohen Kapazitätsvariation (größer als 1 : 9) aus. Für die höheren Frequenzen des Kurzwellenbereichs verwendet man dagegen die niedrigere Oszillatorfrequenz ($f_e - f_o$), um größere Sicherheit gegen Spiegelfrequenzen zu erzielen (f_{sp} = Frequenz, die im Abstand der doppelten Zwischenfrequenz von der eingestellten Eingangsfrequenz durch Mischen mit der Oszillatorfrequenz gerade wieder die Zwischenfrequenz bildet). Die Summenfrequenz $f_e + f_o$ kommt deshalb nicht in Betracht, weil sie mit der üblichen ZF nicht in Einklang zu bringen ist.

Die multiplikative Mischung läßt sich auch mit einer einfachen Pentode und einem getrennten Oszillator (Triode) durchführen. In diesem Fall wird die Oszillatorspannung von der Katode der Oszillatorröhre auf das Gitter 3 der Mischröhre eingekoppelt. Folgende Oszillatorschaltungen sind außer der *Meißner*-Schaltung gebräuchlich:

a) *Hartley*-Schaltung (induktive Dreipunktschaltung) Bild 12.
Der Rückkopplungsgrad wird von den Spulenteilen L_1 und L_2 bestimmt. Der Kondensator C_k blockiert die Gleichspannung.

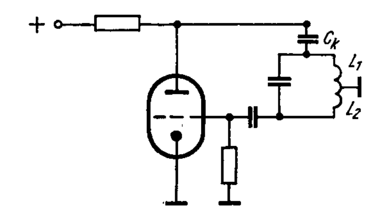


Bild 12 *Hartley*-Schaltung

b) *Colpitts*-Schaltung (kapazitive Dreipunktschaltung) Bild 13.
Der Rückkopplungsgrad wird von dem Spannungsteilerverhältnis C_1/C_2 bestimmt.

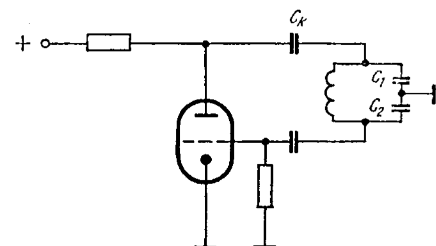


Bild 13
Colpitts-Schaltung

c) ECO-Schaltung (Bild 14).
Diese abgewandelte Dreipunktschaltung wird besonders in Kurzwellenempfängern angewendet. Ihr Vorzug ist, daß die Oszillatorfrequenz auch bei unterschiedlicher Belastung konstant bleibt. Die mittels des Gitters 2 erzeugte Oszillatorspannung wird über die Anode ausgekoppelt.

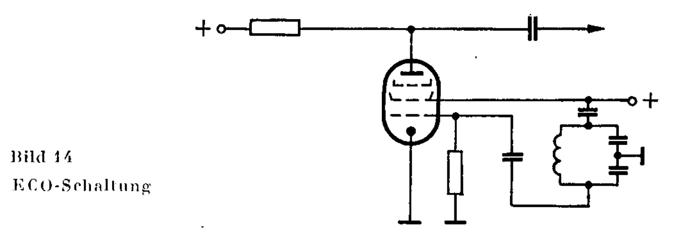


Bild 14
ECO-Schaltung

In AM-Amateurempfängern benutzt man häufig die additive Mischung. Sie ist dadurch gekennzeichnet, daß Eingangs- und Oszil-

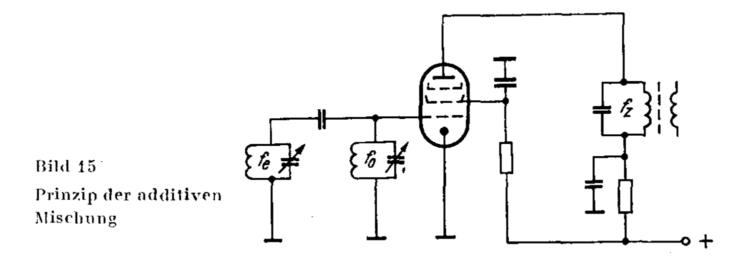


Bild 15
Prinzip der additiven Mischung

latorspannung auf das gleiche Röhrengitter (G_1) gegeben werden. Die Prinzipschaltung zeigt Bild 15.

Ein wesentlicher Vorzug der additiven Mischung ist der geringere Rauschfaktor. Nachteile gegenüber der multiplikativen Mischung sind: stärkere Ausbildung von Oberwellen mit relativ großer Amplitude, durch die gekrümmte Röhrenkennlinie verursacht, und stärkere Ausstrahlung der Oszillatorfrequenz.

3. Zwischenfrequenzverstärker

Die Heptode der Röhre ECH 81, das Bandfilter Bf 1, das Pentodensystem der Röhre EBF 89 und das Bandfilter Bf 2 bilden den ZF-Verstärker. Seine Aufgabe besteht darin, aus den — als Ergebnis der Mischung — an der Anode der Mischröhre stehenden Frequenzen,

Differenzfrequenz,
Summenfrequenz,
Eingangsfrequenz,
Oszillatorfrequenz,
Oberwellen,

die als Zwischenfrequenz übliche Differenzfrequenz $f_o - f_e$ zu verstärken. Die Verstärkung erzielt man dadurch, daß der als Außerwiderstand arbeitende Schwingkreis L_6, C_{17} auf die Zwischenfrequenz abgestimmt wird. Diese Zwischenfrequenz entsteht für jede beliebige Eingangsfrequenz und ist selbstverständlich wie diese mit dem niederfrequenten Signal moduliert. Die Zwischenfrequenz wird so weit verstärkt, wie die folgende Demodulatorstufe ausgesteuert werden kann. Im allgemeinen reicht ein zweistufiger Zwischenfrequenzverstärker aus. Die einwandfreie Übertragung der Modulation erfordert eine bestimmte Bandbreite. Diese Bandbreite stellt den Übertragungsbereich zwischen der unteren und der oberen Grenzfrequenz dar. Die höchste Modulationsfrequenz (Modulationsfrequenz ist die Frequenz, mit der die im Sender erzeugte hochfrequente Trägerwelle moduliert wird) ergibt sich dann, wenn U auf den $\frac{1}{\sqrt{2}}$ fachen Wert, also auf das 0,707fache der Resonanzspannung f_o abgefallen ist (Bild 16). Da auch bei der Modulation Summen- und Differenzfrequenzen entstehen, bilden sich entsprechende Seitenbänder — ein oberes und ein unteres Seitenband — aus. Sie sind beiderseits des Trägers angeordnet. Diese „Zweiseitenbandmodulation" ist im Hörrundfunk üblich und wird auch im Amateurbetrieb bevorzugt.

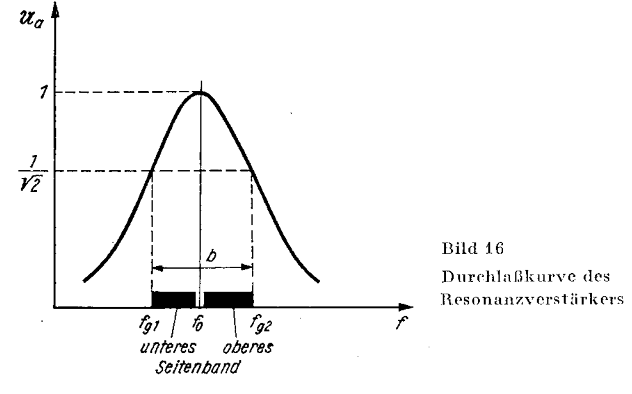


Bild 16
Durchlaßkurve des Resonanzverstärkers

Im Hörrundfunk (Mittelwellenbereich) wurde nach dem Kopenhagener Wellenplan ein Frequenzabstand der Trägerwellen von 9 kHz festgelegt, so daß eine maximale Bandbreite von 9 kHz gegeben ist. Die höchste Modulationsfrequenz beträgt dann 4,5 kHz. Infolge der extrem überbelegten Frequenzbänder des Hörrundfunks begnügt man sich meist mit noch weitaus geringeren Bandbreiten (etwa 4 kHz).

Beispiel

Tonfrequenzband = 16 bis 16000 Hz.

Um noch die Frequenz 16 kHz übertragen zu können, wäre eine Bandbreite von 32 kHz erforderlich. Bei einer Bandbreite b = 4 kHz kann also nur ein Frequenzband mit einer maximalen Modulationsfrequenz von 2 kHz übertragen werden. Da die hohen und die höchsten Tonfrequenzen (Harmonische, Oberwellen) fehlen, ist im Hörrundfunk die Wiedergabe — mit Ausnahme der Sprache — nicht naturgetreu.

In Verbindung mit der Heptode arbeitet der 1. ZF-Kreis als Resonanzverstärker für die Zwischenfrequenz (Bild 17). Dieser Verstärker wird dadurch gekennzeichnet, daß er auf ein schmales Frequenzband

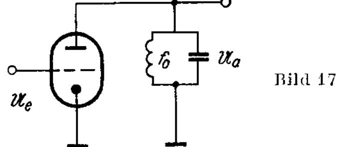


Bild 17 Prinzipschaltbild des Resonanzverstärkers

abgestimmt ist. Durch die „selektive“ Verstärkung erhält man eine gute Nahselektion (Trennschärfe in bezug auf die Nachbarfrequenzen). Weitere Vorzüge des Resonanzverstärkers sind:

optimale Aussteuerung der Röhre, da praktisch kein Gleichspannungsverlust auftritt;

hoher Verstärkungsfaktor, $v = 700$ bis 1000, mittels steiler Pentoden ($S = 7\,mA/V$ bis $10\,mA/V$) und Resonanzwiderständen von $R_0 \approx 100\,k\Omega$.

Demzufolge lassen sich ausgezeichnete Empfindlichkeiten erzielen. Sie sind ein Kriterium für die Empfangsleistung eines Supers. Die Anwendung gekoppelter Schwingkreise, der Bandfilter, ergibt einen günstigen Kompromiß zwischen Bandbreite und Selektion. Mit diesem Bauelement läßt sich die Durchlaßkurve den Erfordernissen entsprechend beeinflussen. Die Kurve verändert sich in Abhängigkeit von Kopplungsgrad und Dämpfungsfaktor. Der Dämpfungsfaktor wird bestimmt von der Güte der Kreise, dem L/C-Verhältnis und den Röhreneigenschaften.

Hinsichtlich der Art der Kopplung zweikreisiger Bandfilter sind zu unterscheiden:

Induktive Kopplung (Bild 18)

Kapazitive Kopplung (Bild 19)

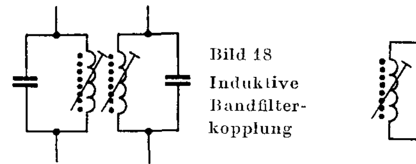


Bild 18 Induktive Bandfilterkopplung

Bild 19 Kapazitive Bandfilterkopplung

Induktive und kapazitive Kopplung (Bild 20)

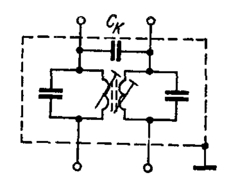


Bild 20 Induktiv-kapazitive Bandfilterkopplung

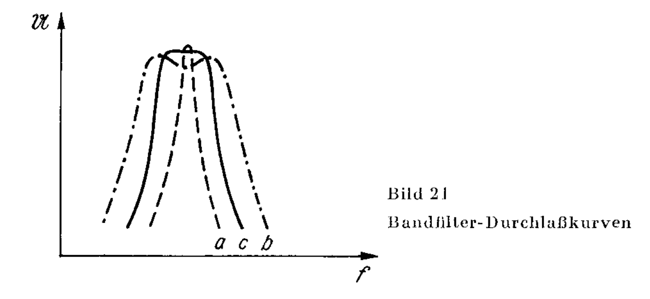


Bild 21
Bandfilter-Durchlaßkurven

In bezug auf den Kopplungsgrad ergeben sich drei Möglichkeiten.

a) Lose Kopplung = unterkritische Kopplung (Bild 21 Kurve a)

   Durch die geringe Bandbreite läßt sich eine hohe Trennschärfe erzielen.

   Der gegenseitige Spulenabstand ist groß bzw. die Kapazität C_k klein.

b) Feste Kopplung = überkritische Kopplung (Kurve b)

   Die Bandbreite ist groß und somit die Trennschärfe gering. Im Resonanzpunkt weist die Kurve eine unerwünschte Einsattelung auf.

   Der gegenseitige Spulenabstand ist klein bzw. die Kapazität C_k groß.

c) Kritische Kopplung (Kurve c)

   Diese Kopplung ergibt eine angemessene Bandbreite; die Flanken verlaufen steil. Es läßt sich gute Trennschärfe erzielen.

Die Bandfilter des Rundfunkempfängers sind meistens kritisch gekoppelt. Eine besonders günstige Gesamtdurchlaßkurve kann man mit mehreren Bandfilterstufen erreichen, wenn ihre einzelnen Filter unterschiedlich gekoppelt werden. Um Unsymmetrien zu vermeiden, müssen die Resonanzfrequenzen selbstverständlich übereinstimmen.

Für Amateurkurzwellenempfänger sind schmale Durchlaßkurven (unterkritische Kopplung) erwünscht und für Telegrafieempfang extrem geringe Bandbreiten notwendig, eine Forderung, die nur mit mehrkreisigen Bandfiltern oder Spezialschaltungen zu erfüllen ist. *Bandbreiteregelung* läßt sich mit speziellen Bandfiltern durchführen.

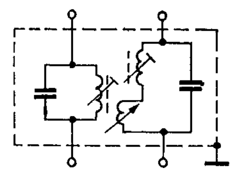


Bild 22 Bandfilter für stufenweise Bandbreiteregelung

In Bild 22 ist eine der meist gebräuchlichen Schaltungen eines stufenlos regelbaren Bandfilters dargestellt.

Mit vorstehenden allgemeinen Erläuterungen sind die Voraussetzungen für die weitere Erläuterung des Gesamtstromlaufplans gegeben.

Das Heptodensystem der Röhre ECH 81 wirkt mit seiner Mischverstärkung und dem Anodenkreis des Bandfilters 1 als Resonanzverstärker für die Zwischenfrequenz. Mittels des Sieb- und des Entkopplungsglieds R_6, C_{16} wird der Anodenkreis am kalten Ende unmittelbar hochfrequenzmäßig an Masse gelegt, so daß über das Netzteil keine Rückwirkungen auf andere Stufen stattfinden können. Diese Maßnahme ist bei ZF-Stufen sehr wichtig, da sie zu gegenseitiger Erregung neigen, wodurch sich eventuell Kopplungserscheinungen ergeben.

Von L_6 wird die ZF-Spannung induktiv auf L_7 und damit auf den Gitterkreis der Röhre EBF 89 übertragen. Über diesen Kreis führt man gleichzeitig die Regelspannung zu. Die am Gitter 1 der EBF 89 stehende modulierte ZF-Spannung wird im Pentodensystem weiter verstärkt. Die einige Volt betragende Spannung fällt am Anodenkreis des Bandfilters 2 ab und wird von dort, wie bei dem Bandfilter 1, auf den als Diodenkreis arbeitenden Sekundärkreis übertragen. R_8, C_{22} erfüllen den gleichen Zweck wie R_6, C_{16}. Mit R_7 wird U_{g2} eingestellt. C_{19} legt G_2 der Röhre EBF 89 hochfrequenzmäßig an Masse. Die Gittervorspannungen für beide ZF-Röhren werden durch die Regelspannung hergestellt. Den konstruktiven Aufbau des Zwischenfrequenzverstärkers muß man sehr sorgfältig vornehmen, um gegenseitige Beeinflussungen der einzelnen Stufen auszuschließen. Entsprechende Maßnahmen sind:

magnetische Abschirmung der Bandfilter;
Abschirmung zwischen Eingang und Ausgang der Röhren;
kurze Leitungsführung, insbesondere kürzeste Gitter- und Anodenleitungen;
getrennte Erdungspunkte für jede Stufe.

Bild 23 zeigt die Schaltung eines zweistufigen ZF-Verstärkers eines Amateurkurzwellensupers.

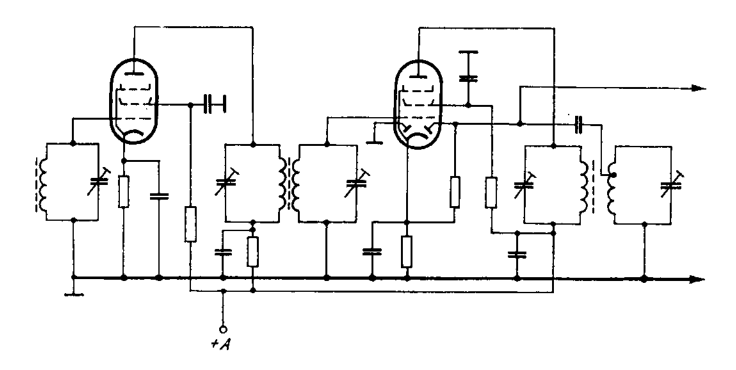


Bild 23 Zweistufiger Zwischenfrequenzverstärker eines Amateurkurzwellensupers

4. Demodulatorstufe

Dieser Stufe obliegt die Demodulation, das heißt die Rückgewinnung des durch einen modulierten Hochfrequenzträger übertragenen Nachrichteninhalts. Gegenüber dem Netzgleichrichter besteht der Unterschied, daß dem Demodulatior (auch als Hochfrequenzgleichrichter bezeichnet) nicht eine gleichbleibende, sondern eine modulierte Wechselspannung zugeführt wird (Bild 24). Die an dem Arbeits-

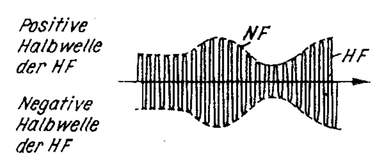


Bild 24
Amplitudenmodulierte Welle

widerstand entstehende Spannung ist demzufolge eine Mischspannung: Gleichspannung + niederfrequente Wechselspannung. Der Wechselstromanteil wird nach Abtrennung des Gleichspannungsanteils für die Steuerung der Niederfrequenzstufe benutzt. Grundsätzlich setzt die Demodulation ein Schaltelement mit nichtlinearer Kennlinie voraus.

4.1. Diodengleichrichtung

Im AM-Betrieb hat sich weitestgehend der *Diodengleichrichter* durchgesetzt. Sein Vorteil ist, daß bei großen Hochfrequenzspannungen (mehrere Volt) die Demodulation praktisch verzerrungsfrei erfolgt. Der Demodulatoreffekt kommt durch die Ventilwirkung der Diodenstrecke der Röhre zustande.

Dem Gesamtstromlaufplan liegt eine Diodenreihenschaltung zugrunde. Gegenüber der Parallelschaltung hat sie den Vorzug, daß der Diodenkreis weniger bedämpft wird.

Die auf einige Volt verstärkte modulierte ZF-Spannung liegt am Diodenkreis L_9, C_{21} des Bandfilters 2. Sie muß demoduliert werden.

Bei der positiven Halbwelle der Zwischenfrequenz wirkt die Diode als sehr kleiner Ohmscher Widerstand (Durchlaßwiderstand); während der negativen Halbwelle sperrt die Diode (Sperrwiderstand). Es kann also nur während der positiven Halbwelle ein Strom über die Diode und damit über den Arbeitswiderstand R_{10} fließen. An diesem Widerstand sind drei Spannungskomponenten vorhanden:

a) Reste der Hochfrequenzspannung;
b) Niederfrequenzspannung;
c) Richtspannung (negative Gleichspannung).

Die HF-Reste werden über C_{24} kurzgeschlossen. Die NF-Spannung wird mittels R_{11}, C_{26} nochmals von HF-Resten gesäubert, über C_{25} ausgekoppelt und dem Niederfrequenzteil gleichspannungsfrei zugeführt. Es gibt mehrere Varianten des Diodengleichrichters, sowohl der Parallel- als auch der Reihenschaltung. Die Reihenschaltung nach Bild 25 zeichnet sich durch eine minimale Bedämpfung des Schwing-

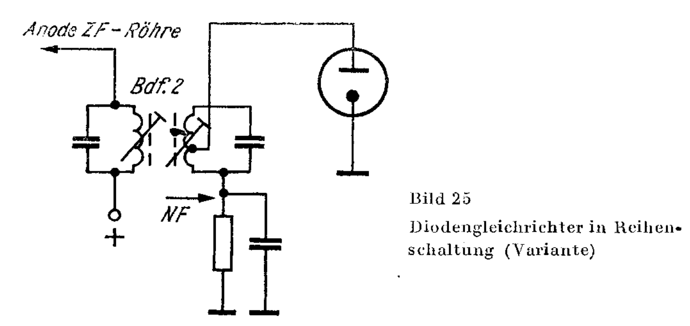


Bild 25
Diodengleichrichter in Reihenschaltung (Variante)

kreises durch die Diode aus. Die Diode ist an einer Anzapfung der Schwingkreisspule angeschlossen, so daß der Bedämpfungswiderstand in den Kreis „hineintransformiert“ wird. Durch die Spulenanzapfung

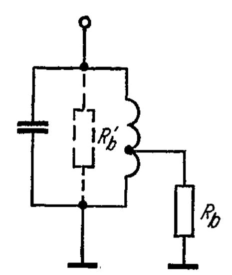


Bild 26 Der Bedämpfungswiderstand R'_b im Diodenkreis

erfolgt eine Verringerung des Dämpfungseinflusses im Quadrat des Windungszahlverhältnisses

$$ü^2 = R_1/R_2.$$

Beispiel

Bei einem ü = 3 wird ein Bedämpfungswiderstand von R_b = 50 kΩ mit einem übersetzten Wert R'_b von 450 kΩ im Kreis wirksam.

$$ü^2 = \frac{R_b}{R'_b} = \left(\frac{1}{3}\right)^2 = \frac{1}{9}$$

$$R'_b = 9 \cdot R_b = 9 \cdot 50\ k\Omega$$

$$R'_b = 450\ k\Omega$$

In einfachen Empfängern, vorwiegend Geradeausempfängern, sind als Demodulatoren das Audion (Gittergleichrichter) und der Richtverstärker (Anodengleichrichter) gebräuchlich.

4.2. Gittergleichrichtung (Audion)

Das Kennzeichen dieser Schaltung sind der Gitterkondensator C_g und der Gitterwiderstand R_g. Die Wirkungsweise des Audions wird an Hand des Schemas (Bild 27 b) erklärt, das aus der Grundschaltung (Bild 27 a) abgeleitet ist. Denkt man sich die Anode der Audionröhre

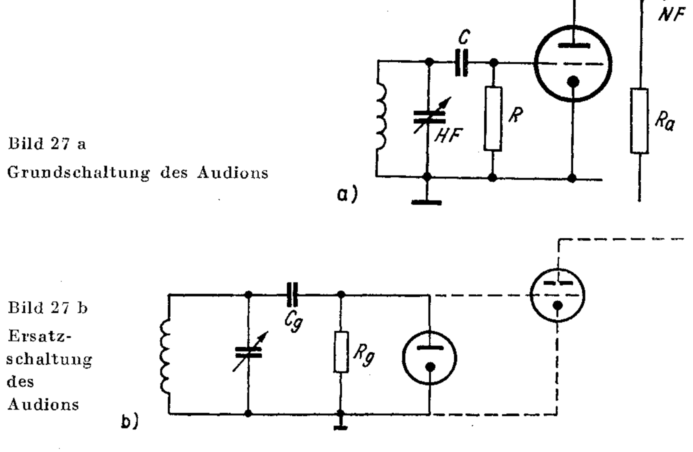


Bild 27 a
Grundschaltung des Audions

Bild 27 b
Ersatzschaltung des Audions

und den Anodenkreis fort, wirkt in der übriggebliebenen Schaltung das Gitter wie die Anode einer Diode. An R_g tritt die durch die Gleichrichtung entstandene Niederfrequenzspannung auf. Diese Spannung herrscht auch zwischen Anode und Katode der Diode und demzufolge bei der tatsächlichen Schaltung zwischen Gitter und Katode.

Sobald nun hochfrequente Schwingungen vom Schwingkreis auf das Gitter gelangen, bewirken ihre positiven Halbwellen einen Gitterstromeinsatz, der zu einer weiteren negativen Aufladung des Kopplungskondensators C_g und somit des Gitters führt. Da über den hochohmigen Widerstand R_g die Aufladung nur zögernd nach Masse abfließen kann, stellt sich eine automatische Gittervorspannung ein. Die negativen Halbwellen werden als gleichgerichtete Hochfrequenz verstärkt und stehen an der Anode als Anodenwechselspannung bzw. Anodenwechselstrom zur Verfügung. Das Audion stellt einen Ausnahmefall dar, in dem mit Gitterstrom gearbeitet wird. Es treten aber, von sehr hohen Eingangswechselspannungen abgesehen, keine merklichen Verzerrungen auf, weil nur die Spitzen der Hochfrequenzschwingungen in das Gitterstromgebiet eintauchen (nicht die durch die Gleichrichtung entstandenen niederfrequenten Schwingungen!).

Das Audion erreicht seine volle Leistungsfähigkeit, wenn der Gitterkreis entdämpft wird; dafür benutzt man die Rückkopplung. Wie bereits aufgezeigt, stehen die positiven Halbwellen als gleichgerichtete Hochfrequenzspannung verstärkt an der Anode als Anodenwechselspannung zur Verfügung. Ein Teil dieser Spannung wird über die Rückkopplungsspule dem Gitterkreis wieder zugeführt. Das Einstellen nimmt man durch Veränderung des Kopplungsgrads der Spulen — Gitterspule, Rückkopplungsspule (Bild 28a) —, des Rückkopplungsdrehkondensators (Bild 28 b, c) oder durch Änderung der Anoden- oder Schirmgitterspannung (bei Pentoden) vor.

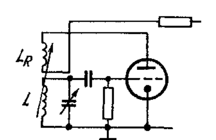


Bild 28a Induktive Rückkopplungsregelung

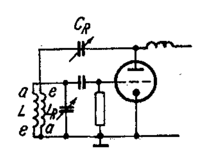


Bild 28 b Kapazitive Rückkopplungsregelung

Durch die Entdämpfung werden Trennschärfe und Empfindlichkeit wesentlich gesteigert. Für modulierte Signale ist die Empfindlichkeit vor dem Einsatzpunkt der Rückkopplung am größten. Un-

modulierte Signale (Telegrafie, nichttönend) werden am günstigsten unmittelbar hinter dem Einsatzpunkt empfangen. Die Tonhöhe der Zeichen läßt sich mit dem Schwingkreiskondensator regeln. Gebräuch-

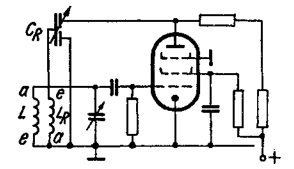


Bild 28 c
Kapazitive Rückkopplungsregelung mit Differentialdrehkondensator

liche Rückkopplungsschaltungen sind *Leithäuser-*, *Colpitts-* und ECO-Audion. Als Röhren dienen meist Pentoden. Bilder 29 a, b zeigen zwei moderne Kurzwellenaudionschaltungen.

Bild 29 a — Kurzwellenaudion; Rückkopplungsregelung durch Veränderung der Schirmgitterspannung. b — Kurzwellen-ECO-Audion; Rückkopplungsregelung durch Veränderung der Schirmgitterspannung

4.3. Anodengleichrichtung

Gitter 1 der Röhre erhält eine so hohe negative Vorspannung, daß der Arbeitspunkt weit in den unteren Knick der Röhrenkennlinie zu liegen kommt. Damit werden die negativen Halbwellen der zugeführten Hochfrequenzspannung unterdrückt. Bild 30 zeigt die Prinzipschaltung.

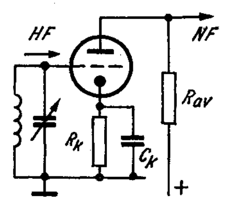


Bild 30
Prinzipschaltbild des Anodengleichrichters

Der Anodengleichrichter hat kaum noch praktische Bedeutung.

4.4. Automatische Verstärkungs- (Lautstärke-) Regelung — AVR, ALR

Die Diode, der die Demodulation obliegt — sie wird in der Fachsprache als „Musikdiode" bezeichnet —, läßt sich gleichzeitig zur Erzeugung der Regelspannung für eine automatische Verstärkungsregelung (Schwundausgleich, Fadingkompensation) heranziehen.

Steigt die Empfangsfeldstärke, muß die Verstärkung des Empfängers herabgesetzt werden. Zu diesem Zweck wird eine Komponente der gleichgerichteten Eingangsspannung als Gleichspannung dem Gitter der Regelröhre (Pentode) zugeführt. Bei steigender Hochfrequenzspannung entsteht an diesem eine größere negative Spannung, so daß der Arbeitspunkt in einen flacheren Teil der exponentiellen Röhrenkennlinie — sie ist das Kennzeichen der Regelröhre — verlegt wird. Die Röhre verstärkt weniger, und der Zuwachs an Signalstärke gleicht sich durch eine Verringerung der Verstärkung aus. Im Gegensatz zu einer nicht regelbaren Röhre bewirkt bei der Regelpentode eine Änderung der Gittervorspannung $-U_g$, daß die Steilheit in den verschiedenen Arbeitspunkten unterschiedlich ist (Bilder 31 a, b). Daraus resultiert eine mehr oder weniger große Verstärkung, denn $V = S \cdot R_0$. Unterschiedliche Amplituden der Eingangsspannung bedingen unterschiedliche Regelspannungen: Wird die HF-Eingangsspannung größer (große Empfangsfeldstärke), so entsteht eine

größere Richtspannung (negative Gleichspannung); die Zwischenfrequenzverstärkung geht zurück. Wird die Amplitude des Eingangssignals kleiner (geringe Empfangsfeldstärke), entsteht eine kleinere Richtspannung; die Verstärkung steigt an.

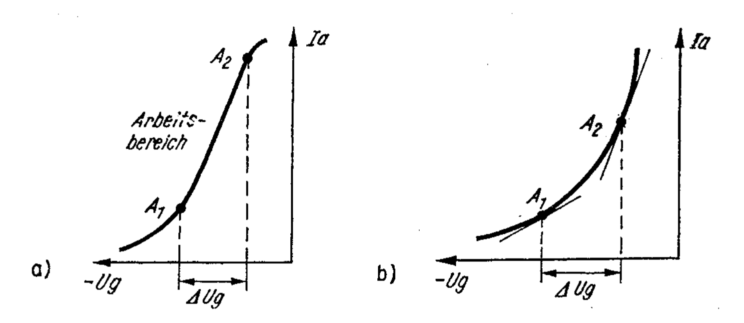


Bild 31 Pentodenkennlinien; a) I_a/U_g-Kennlinie einer normalen Pentode, b) I_a/U_g-Kennlinie einer Regelpentode

In der Schaltung hat das Siebglied R_9, C_{23} die Aufgabe, die Richtspannung von der niederfrequenten Spannung zu befreien. Die Richtspannung wird den Gittern der zu regelnden Röhren zugeführt. Man muß zwischen Vorwärts- und Rückwärtsregelung unterscheiden. Das ältere und am meisten gebräuchliche Verfahren ist die *Rückwärtsregelung*. In diesem Fall wirkt die Regelspannung auf die vor dem Demodulator liegenden Röhrengitter. Jedoch läßt sich dadurch kein optimaler Regelbereich erzielen; der Schwundausgleich ist somit nicht vollkommen. Dieser Nachteil läßt sich mit einer zusätzlichen *Vorwärtsregelung* umgehen, bei der die Niederfrequenzvorröhre geregelt wird. An die Kennlinien der Regelröhren sind spezielle Anforderungen zu stellen, um Verzerrungen auszuschließen, die infolge der großen Gitterwechselspannungen auftreten können.

Die Änderung der Steilheit der Regelröhren erreicht man mit der „gleitenden Schirmgitterspannung". Sie ist durch einen großen Aussteuerungsbereich, besonders bei den hohen Regelspannungen, gekennzeichnet. Die gleitende Schirmgitterspannung bewirkt gleichzeitig eine sehr günstige Änderung der Kennlinienkrümmung, ohne daß unangenehme Knickstellen in den I_a/U_{g1}-Kennlinien auftreten. Die Schirmgitterspannung wird nicht an einem Spannungsteiler abge-

griffen, sondern über einem Vorwiderstand erzeugt (Bild 32). Die Schirmgitterspannung ändert ihren Wert während des Regelvorgangs. Der Vorteil dieser Schaltung ist optimale Verzerrungsfreiheit. Allerdings ergibt die Ausregelung einen etwas geringeren Wirkungsgrad. Bei Anwendung beider Verfahren lassen sich jedoch erhebliche Unterschiede in der Antennenspannung nahezu ausgleichen.

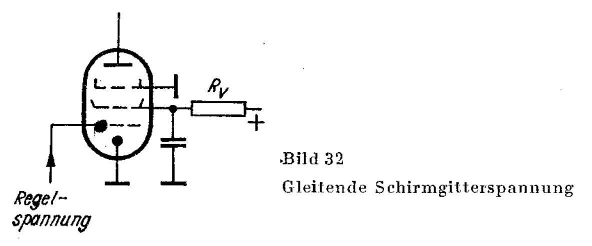


Bild 32
Gleitende Schirmgitterspannung

Eine gesonderte Diode ermöglicht eine *verzögerte Regelung* (Bild 33). Die eine Diodenstrecke dient zur Demodulation, die andere zur Erzeugung der Regelspannung. Diese letztere Diode erhält eine negative Vorspannung, so daß die Anode der Katode gegenüber negativ ist. Die Strecke wird erst dann leitend, wenn die ZF-Wechselspannung

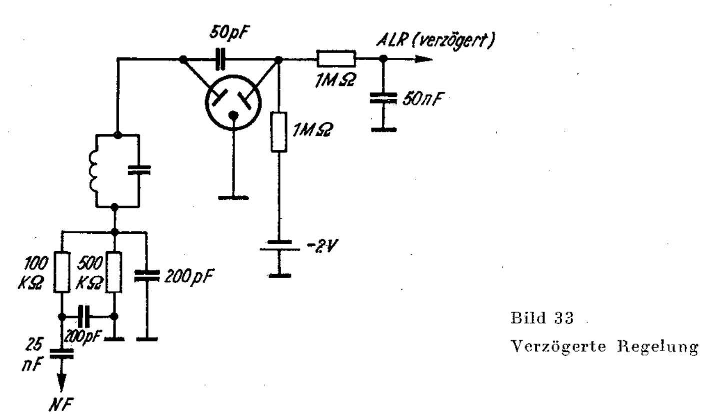


Bild 33
Verzögerte Regelung

die Vorspannung überwinden kann. Eine Regelspannung wird also erst bei einem bestimmten Feldstärkemindestwert (Schwellwert) erzeugt. Die Regelung setzt demzufolge verzögert ein (spannungsmäßig, nicht zeitlich!). Man kann also bei Empfang sehr schwacher Sender die volle Verstärkung des Empfängers ausnutzen. Diese

Wirkung ist besonders im Amateurbetrieb von sehr großem Wert. Durch geeignete Wahl der Größen des Siebwiderstands und des Siebkondensators läßt sich die Zeitkonstante der Regelung verändern ($\tau = R \cdot C$; τ in s, R in MΩ, C in μF). Diese Konstante muß so bemessen sein, daß der Schwundausgleich rasch verlaufenden Fadings (Flackerfadings) folgen kann. Für die Amateurpraxis empfiehlt es sich, die Zeitkonstante umschaltbar auszulegen, z. B. 0,02, 0,1, 1 s. Die Mischstufe wird im Amateurempfänger grundsätzlich nicht geregelt.

5. Anzeigeteil

Die in direkter Beziehung zur Amplitude des Eingangssignals stehende Regelspannung kann ohne großen Aufwand zur Abstimmanzeige herangezogen werden. Die Abstimmung wird mittels einer Abstimmanzeigeröhre (magische Waage, magischer Balken, magischer Fächer, magisches Auge) wiedergegeben. Das Kennzeichen der Abstimmanzeigeröhre ist ein kleiner Leuchtschirm, der bei Elektronenaufprall hellgrün aufleuchtet. Der Elektronenstrahl wird durch ein oder mehrere in der Röhre angeordnete Steuerstege abgelenkt. Sie sind mit der Anode des Triodensystems verbunden (Bild 34).

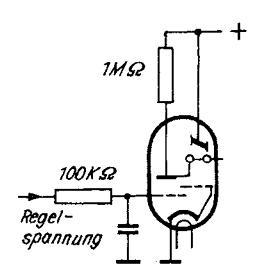


Bild 34 Schaltung einer Abstimmanzeigeröhre

In der Schaltung wurde eine Röhre EM 80 verwendet. Die Anode liegt über dem Arbeitswiderstand R_{13}, der Leuchtschirm unmittelbar an der Plusleitung. Über R_{12} wird dem Steuergitter die negative Regelspannung zugeführt. Es steuert den Anodenstrom, der an R_{13} einen entsprechenden Spannungsabfall bewirkt. C_{27} schließt die Wechselspannungsreste kurz. Wird das Gitter stark negativ (große Feldstärke), sinkt der Anodenstrom ab. Am Außenwiderstand R_{13} entsteht dann ein geringer Spannungsabfall. Da das Spannungsgefälle zwischen Leuchtschirm und Steuersteg klein ist, wird der Elektronenstrahl nicht oder nur geringfügig abgelenkt. Bei positivem Gitter steigt der Anodenstrom, und es ergibt sich ein größerer Spannungsabfall an R_{13}. Zwischen Steuersteg und Leuchtschirm herrscht ein großes Spannungsgefälle. Das hat eine mehr oder weniger große Ab-

lenkung des Elektronenstrahls zur Folge. Die größte Leuchtfläche, der größte Leuchtsektor oder der geringste Balkenabstand ergeben sich, wenn der Empfänger genau auf die Trägerwelle des Senders abgestimmt ist. Aus dem Abstand der Leuchtbalken bzw. der Breite der Leuchtsektoren kann man — allerdings nicht genau — die Senderfeldstärke feststellen. Im übrigen ist die Abstimmanzeige ein ausgezeichnetes Hilfsmittel für die „stumme Abstimmung“. Den Lautstärkeregler des Empfängers stellt man auf Lautstärke 0 ein, und es wird auf den gewünschten Sender nur nach der Skala und der Abstimmanzeige, also rein optisch, eingestellt. Wie bei allen Teilschaltungen findet man auch bei der Abstimmanzeige mehrere Varianten.

6. Niederfrequenzstufe

Der Niederfrequenzstufe obliegt die Verstärkung der vom Demodulator abgegebenen Tonfrequenzspannung. Die Grundschaltung des Niederfrequenzverstärkers umfaßt die Niederfrequenzvorstufe, die Endstufe mit dem Ausgangstransformator und den Lautsprecher. Als zusätzliche Organe sind Lautstärkeregler, Gegenkopplung und Klangregler vorhanden. Aus wirtschaftlichen Gründen werden heute vorwiegend Verbundröhren in Niederfrequenzstufen verwendet. In der vorliegenden Schaltung arbeitet die Triode-Pentode ECL 82.

Das niederfrequente Signal wird durch eine abgeschirmte Leitung über den Kondensator C_{25} zum Lautstärkeregler geführt. Dieser stellt einen Ohmschen Spannungsteiler dar. Je nach der Einstellung des Reglers wird eine mehr oder weniger hohe Niederfrequenzspannung über den Gitterkondensator auf das Steuergitter G_1 des als niederfrequenter Spannungsverstärker arbeitenden Triodensystems gegeben. Der Widerstand R_{16} ist der Gitterwiderstand. Das Glied R_{16}, C_{29} wirkt als frequenzabhängiger Spannungsteiler, und zwar als Hochpaß. Bei tiefen Frequenzen ruft dieser einen Verstärkungsabfall hervor. Die Dimensionierung des RC-Glieds bestimmt die untere Grenzfrequenz. Der Widerstand R_{16} ist mit 5 $M\Omega$ ausgelegt, da die Gittervorspannungserzeugung mittels des Anlaufstroms angewendet wird. Dieser Gitteranlaufstrom wird durch die Eigengeschwindigkeit von aus der erhitzten Katode austretenden Elektronen hervorgerufen. Er gelangt zum Gitter, ohne daß an diesem eine Spannung anliegt. R_{16} stellt automatisch eine negative Vorspannung von etwa 1 V her. Die Anodenspannung wird über das Sieb- und Entkopplungsglied R_{18}, C_{30} dem Arbeitswiderstand R_{17} zugeführt. An diesem fällt die verstärkte Niederfrequenzspannung ab. Sie wird über den Kopplungskondensator C_{31} auf das Steuergitter der Endröhre gegeben. Um Rückwirkungen (Rückkopplung, Brummen) auf die Endstufe zu vermeiden, erdet man niederfrequenzmäßig das kalte Ende des Arbeitswiderstands.

Der Regelwiderstand R_{14} dient zur Klangregelung. R_{14}, C_{28} bilden einen veränderlichen Scheinwiderstand. Er bewirkt, daß — in Abhängigkeit von der Einstellung des Reglers — die hohen Frequenzen mehr oder weniger beschnitten werden. Für hohe Frequenzen hat C_{28} einen kleinen Widerstand; diese Frequenzen werden nach Masse abgeleitet. Einen weiteren Hochpaß bildet der Kondensator C_{31} mit dem Gitterableitwiderstand R_{19}. Zur Bestimmung der unteren Grenzfrequenz dieses Hochpasses benutzt man die Formel

$$f_{grenz} = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C}$$

Beispiel

$C_{31} = 10\ nF$, $R_{19} = 1\ M\Omega$

$$f_g = \frac{1}{6{,}28 \cdot 10^6 \cdot 10^{-8}} = \frac{102}{6{,}28} = 16\ Hz$$

Dieser Spannungsteiler überträgt also alle Frequenzen > 16 Hz. Die Gittervorspannung für die Endröhre (Pentodensystem) wird durch die Katodenkombination R_{20}, C_{32} automatisch erzeugt. Über R_{20} fließt der Katodenstrom ($I_k = I_a + I_g$) der Röhre und verursacht einen Spannungsabfall. Um den Wert dieses Spannungsabfalls wird die Katode gegen Masse positiv; die Katode ist „hochgelegt"; da das Gitter stromlos bleibt, hat es über R_{19} Massepotential. In bezug auf die Katode ist infolgedessen G_1 negativ. Die Größe des Katodenwiderstandes ermittelt man nach dem Ohmschen Gesetz. Der Röhrenhersteller gibt meistens die Größe des Katodenwiderstands für den günstigsten Arbeitspunkt an.

Über den Kondensator C_{32} wird die niederfrequente Spannung nach Masse abgeleitet, so daß an R_{20} eine reine Gleichspannung abfällt. Das Gitter 2 der Endröhre erhält über R_{21} positive Spannung; dieser Widerstand ist ein Schutzwiderstand. Wird die Anodenspannungszufuhr unterbrochen, so liegt am Schirmgitter der gesamte Strom; dadurch kann es zerstört werden. Den Widerstand dimensioniert man so, daß er bei Überlastung des Schirmgitters durchbrennt, also den Stromkreis unterbricht. Im übrigen verhindert R_{21} das Auftreten von UKW-Schwingungen. Der Arbeitswiderstand der als Leistungsverstärker arbeitenden Endröhre ist ein Ausgangsübertrager (Anpassungstransformator). An seiner primären Wicklung entsteht die verstärkte Niederfrequenzspannung mit einer definierten Leistung.

Diese wird auf die Sekundärwicklung übertragen. Es handelt sich in diesem Fall um eine Widerstandstransformation, bei der der Scheinwiderstand R_L der Schwingspule des Lautsprechers so herauftransformiert wird, daß er mit dem Wert des Außenwiderstands R_a im Anodenkreis der Endröhre erscheint. Für optimale Leistungsübertragung gilt

$$R_a = R_L.$$

Mit dem Übersetzungsverhältnis ü des Transformators ergibt sich dann

$$R_a = ü^2 \cdot R_L;$$

das Übersetzungsverhältnis ist demzufolge

$$ü = \sqrt{\frac{R_a}{R_L}}.$$

Beispiel

Bei einem Außenwiderstand der Röhre R_a von 5,6 kΩ und einem Scheinwiderstand der Sprechspule des Lautsprechers R_L von 4 Ω ist das Übersetzungsverhältnis

$$ü = \sqrt{\frac{5,6 \cdot 10^3}{4}} \approx \sqrt{14 \cdot 10^2} \approx 37,4.$$

In der Endröhre findet, im Gegensatz zu der lediglich Spannungen verstärkenden Vorröhre, eine Leistungsumsetzung statt. Die dem Netzteil entnommene Gleichstromleistung wird zu einem Teil in Wechselstromleistung, die sogenannte Sprechleistung, umgesetzt. Der andere, größere Anteil geht in Form von Wärme verloren. Diese Leistung ist die Anodenverlustleistung der Endröhre.

Beispiel

P_{ges} = 10,5 W Gesamtleistung
$P \sim$ = 3,5 W Sprechleistung
Q_a = 7,0 W Anodenverlustleistung

Von den insgesamt aufgewendeten 10,5 W werden als Sprechleistung 3,5 W gewonnen. Somit beträgt der Wirkungsgrad

$$\eta = \frac{3,5}{10,5} \cdot 100 = 33\,\%.$$

Mit der Eintaktendstufe läßt sich kein wesentlich größerer Wirkungsgrad erzielen, als in dem Beispiel angegeben ist, da man im Interesse eines kleinen Klirrfaktors die Röhre nicht voll aussteuern kann.

Der Klirrfaktor k, ein Maß für den Oberwellengehalt einer Wechselspannung, gibt in Prozenten an, wie groß der Effektivwert aller Oberwellenspannungen ist, bezogen auf den Effektivwert der Gesamtspannung (Grundwelle und Oberwellen). Diese „nichtlinaren Verzerrungen" entstehen infolge der Kennlinienkrümmung, die Oberwellen verursacht.

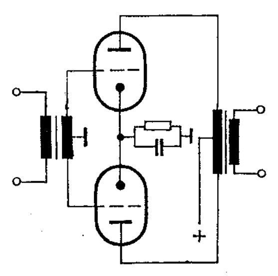


Bild 35
Prinzipschaltung der Gegentaktendstufe

Einen größeren Wirkungsgrad weist die *Gegentaktschaltung* auf, da das System eine beträchtlich größere Aussteuerung ermöglicht. Bild 35 zeigt die Prinzipschaltung des Gegentaktverstärkers. Die beiden Röhren sind gegenphasig geschaltet. Es erhöht sich also der Anodenstrom der unteren Röhre, während er in der oberen abnimmt — und umgekehrt. Die Wechselströme in der Primärwicklung induzieren in der mit der Lautsprechersprechspule belasteten Sekundärwicklung des Ausgangstransformators zwei sich addierende Wechselströme. An Stelle des Eingangstransformators wird in modernen Schaltungen meist eine Phasenumkehrröhre verwendet.

Die wegen ihrer beachtlichen Vorteile häufig benutzte *Gegentaktstufe in Ultralinearschaltung* zeigt Bild 36. Bei dieser Pentoden-

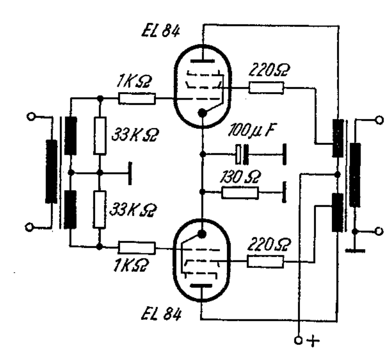


Bild 36
Gegentaktendstufe in Ultralinearschaltung

schaltung liegen die Schirmgitteranschlüsse nicht am Pluspol der Betriebsstromquelle, sondern an geeigneten Anzapfungen der Primärwicklung des Ausgangstransformators. Damit entsteht eine Schirmgittergegenkopplung, die wie jede Gegenkopplung Verzerrungen stark vermindert.

Eine interessante Schaltung ist die *eisenlose Endstufe* (Bild 37). Sie arbeitet ohne Transformatoren, so daß die durch das Eisen hervorgerufenen Verzerrungen entfallen. Gleichstrommäßig liegen beide Röhren in Reihe, wechselstrommäßig parallel. Es wird ein resultierender Außenwiderstand R_a von etwa 800 Ω erreicht. Demzufolge muß die Lautsprecherschwingspule ebenfalls eine Impedanz von etwa 800 Ω haben.

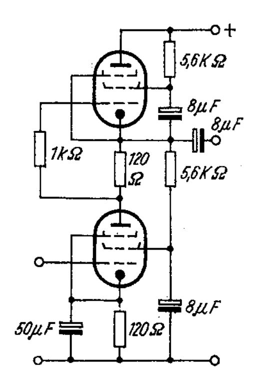


Bild 37 Eisenlose Endstufe

Mit dem Einkanalverstärker gelingt es nicht — trotz frequenzabhängiger Weichen —, einen Hochton- und einen Tieftonlautsprecher einwandfrei mit den diesen Lautsprechern zukommenden Ausschnitten aus dem Tonfrequenzspektrum zu versorgen. Abhilfe schafft in diesem Fall der *Mehrkanalverstärker*. Sein Blockschema wird in Bild 38 gezeigt. Aus Bild 39 ist ersichtlich, daß am Drosselzweig des Trennfilters die tiefen Frequenzen und am Kondensatorzweig die hohen

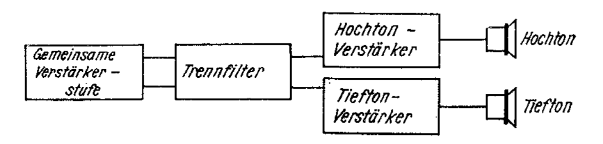


Bild 38 Blockschaltbild des Zweikanalverstärkers

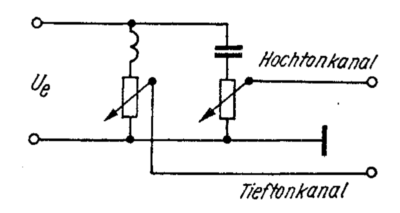


Bild 39
Das Trennfilter im Zweikanalverstärker

Frequenzen abgegriffen werden. Dieser Verstärker, der einen großen Aufwand an Schaltelementen erfordert, wird selbstverständlich nur in großen und teuren Geräten angewendet.

Nachdem an Hand des Stromlaufplans für einen AM-Super alle Stufen hinsichtlich ihres grundsätzlichen Aufbaus und ihrer Wirkungsweise erläutert sowie zahlreiche Varianten besprochen wurden, sind im folgenden schaltungstechnische Besonderheiten beim praktischen Aufbau und meßtechnische Fragen behandelt.

7. Schaltungstechnische Besonderheiten

7.1. Hochfrequenzvorstufe

Diese der Mischstufe des AM-Empfängers vorgesetzte Stufe ist allgemein nur in Spitzengeräten, also auch in hochwertigen Amateurkurzwellensupern, gelegentlich jedoch ebenfalls im einfachen Audionrückkopplungsempfänger des Anfängers anzutreffen. Die HF-Vorstufe hat die Aufgaben, die von der Antenne eingespeiste Hochfrequenzspannung zu verstärken, die Vorselektion zu verbessern und das Rauschen herabzusetzen.

Zu unterscheiden sind der *aperiodische* und der *abgestimmte HF-Verstärker*. Der aperiodische Verstärker ist ein Breitbandverstärker. Er arbeitet ohne Gitterkreis und mit Ohmschen Außenwiderständen. In Hörempfängern wendet man die aperiodische Vorstufe an, um die Antenneneinflüsse auf die Mischstufe oder auf das Audion auszuschalten; andere Vorteile hat diese Schaltung nicht.

Der abgestimmte HF-Verstärker erfüllt dagegen die eingangs erwähnten Bedingungen. Er arbeitet mit einem abstimmbaren Schwingkreis, der bekanntlich nicht alle Frequenzen gleichmäßig verstärkt, sondern ein bestimmtes, meist engbegrenztes Frequenzband bevorzugt. Dieses Verhalten ist erwünscht, da ein bestimmter Sender einschließlich seiner Seitenbänder empfangen werden soll.

Ein typisches Schaltschema für eine abgestimmte Hochfrequenzvorstufe mit induktiv angekoppelter Antenne zeigt Bild 40.

Die Antennenspannung gelangt über einen Schutzkondensator von einigen 100 pF zu den in Reihe geschalteten Antennenspulen für Kurz-, Mittel- und Langwelle. Bei Kurzwellenempfang schließt man die beiden unteren, für Mittelwellenempfang die untere Spule mittels eines Wellenschalters kurz; für Langwellenempfang sind sämtliche Spulen wirksam.

Zwischen Antennenspulen und Gitterspulen besteht eine induktive Kopplung. Bei Wellenbereichsänderung werden diese analog den Antennenspulen umgeschaltet. Die Abstimmung des Gitterkreises ist kapazitiv. Der Drehkondensator bildet ein Element des in diesem

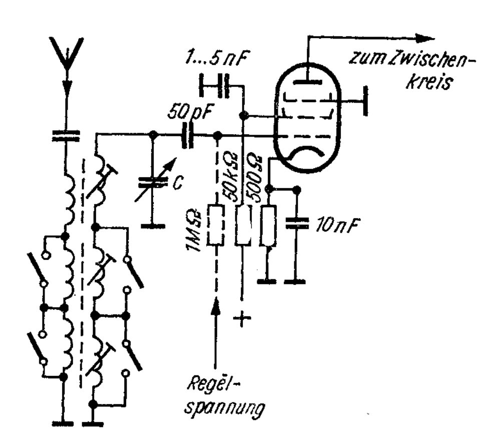


Bild 40
Hochfrequenzvorstufe mit abstimmbarem Gitterkreis und induktiver Antennenankopplung

Fall erforderlichen Dreigangdrehkondensators. Die Röhre ist eine rauscharme Pentode (EF 80 oder EF 89); die EF 89 läßt sich regeln (automatische Schwundregelung). Der Röhrenaußenwiderstand wird von dem auf die Empfangsfrequenz abgestimmten Zwischenkreis, auf den die Mischstufe folgt, gebildet.

Je größer die Güte des zur Vorstufe gehörenden Schwingkreises ist, um so besser sind die Vorselektion und die „Pfeifsicherheit" des Supers. Gerade beim Schwingkreis der Vorstufe ist die Güte wichtiger als die durch die Vorstufe nebenher zu erzielende Eingangsverstärkung. Die Bandbreite muß selbstverständlich genügend groß sein, um das gesamte Tonfrequenzband durchzulassen.

Zu empfehlen sind daher *Eingangsbandfilter*. Mit diesen Bandfiltern kann man die Weitabselektion steigern und den Empfänger gegen Spiegelwellen- und Zwischenfrequenzstörungen sowie gegen andere außerhalb des Bandes liegende Störungen unempfindlich machen. Der besondere Vorzug des Eingangsbandfilters ist die große Flankensteilheit der Durchlaßkurve. Der Bandfiltereingang wird verhältnismäßig wenig angewendet, da sich der Gleichlauf der beiden Filterkreise schwer erreichen läßt.

Der Hochfrequenzverstärker ist nicht leicht zu beherrschen; er neigt zur Selbsterregung, die sich in Pfeifen oder Aussetzen des Empfangs äußert. Beim Aufbau der Stufe sind besondere Vorkehrungen zu treffen (Abschirmung der Spulen, kürzeste Verbindungen zwischen Spulen, Röhre und Wellenschalter).

7.2. Lautstärkeregelung

Eine zweckmäßige Lautstärkeregelung berücksichtigt neben der kontinuierlichen Regelung der Sprechleistung Besonderheiten, die auf bestimmte Eigenschaften des Ohres zurückzuführen sind. Da zwischen der Schalleistung des Lautsprechers und der Lautstärkeempfindung des Gehörs ein logarithmischer Zusammenhang besteht, werden Potentiometer mit logarithmischer Kennlinie verwendet. Die Kennlinie ist so geformt, daß einer gleichmäßigen Drehung des

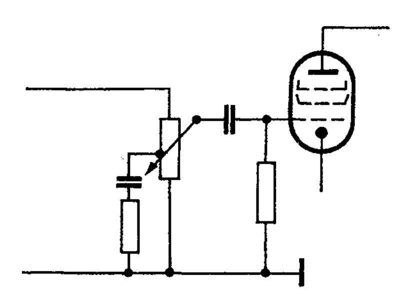


Bild 41
Gehörrichtige Lautstärkeregelung

Schleifers eine gleichmäßige Zu- oder Abnahme der Lautstärke entspricht. Um die abnehmende Empfindlichkeit des Ohres im Gebiet der tiefen Frequenzen zu berücksichtigen, wendet man die *gehörrichtige Lautstärkeregelung* an. Beim Herabregeln werden die hohen Frequenzen geschwächt, so daß die tiefen Frequenzen angehoben erscheinen. Die Anordnung besteht aus einem positiv-logarithmischen Potentiometer, dessen Schleifbahn am unteren Drittel mit einer Anzapfung versehen ist. Diese wird über ein RC-Glied an Masse gelegt (Bild 41).

7.3. Klangregelung

Durch Klangregeleinrichtungen wird der Frequenzgang beeinflußt, um die Tonwiedergabe zu verbessern bzw. sie dem individuellen Klangempfinden des Hörers anzupassen. Die ursprüngliche Tonblende, die aus einer Reihenschaltung eines Regelwiderstandes und eines Kondensators bestand, genügt nicht mehr den heutigen Ansprüchen an Klangqualität. Wie der in Bild 42 a dargestellte Fre-

quenzgang erkennen läßt, wurden lediglich die Höhen beschnitten und somit die Tiefen (Bässe) scheinbar angehoben.

Moderne Klangregelsysteme beeinflussen völlig unabhängig voneinander die hohen und die tiefen Tonlagen, und zwar werden die hohen und tiefen Frequenzen sowohl angehoben als auch abgesenkt. Das Bild 42 b zeigt schematisch die entsprechende Beeinflussung des Frequenzgangs durch Anheben (untere Kurve) und Absenken (obere

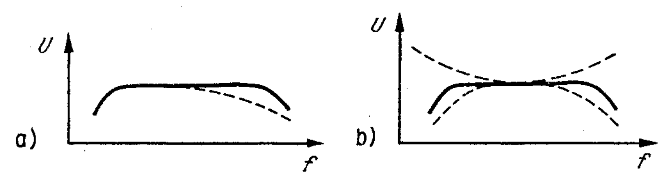


Bild 42 Beeinflussung des Frequenzgangs (schematisch); a) durch einfache Tonblende b) durch getrennte Höhen- und Tiefenregelung

Kurve) der niedrigen und hohen Frequenzen. Mit der entsprechenden Einstellung an zwei getrennten Reglern (Potentiometer mit logarithmischer Regelkurve) lassen sich Klangbilder erzeugen, die sowohl den Eigenschaften des Ohres als auch dem subjektiven Klangempfinden gerecht werden. Die erforderlichen Organe, sogenannte Netzwerke, werden durch verschiedene Widerstands-/Kondensatorkombinationen dargestellt. Sie sind entweder als Koppelglieder zwischen zwei NF-Stufen geschaltet oder in Gegenkopplungskanäle eingefügt. Bild 43 zeigt als Beispiel ein Netzwerk zum Anheben der hohen Frequenzen sowie die mit diesem Organ beeinflußte Frequenzkurve.

Eine weitere Möglichkeit der Klangbeeinflussung bieten die „Klangregister". Durch wahlweises Drücken der Tasten (z. B. Orchester, Sprache, Diskant, Baß) lassen sich die entsprechenden Klangeigenschaften erzielen. Auch diese Einrichtungen arbeiten mit RC-Netzwerken.

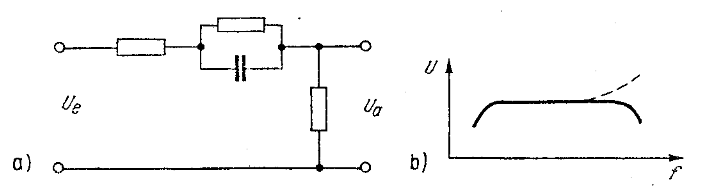


Bild 43 Beispiel eines Netzwerkes; Anhebung der hohen Frequenzen

7.4. Niederfrequente Gegenkopplung

Die Gegenkopplung ist ein geeignetes Mittel, die in Röhrenverstärkern unvermeidlichen nichtlinearen Verzerrungen auf ein Mindestmaß herabzusetzen. Das Gegenkopplungsprinzip ist dadurch gekennzeichnet, daß ein Teil einer verstärkten Spannung oder eines Stromes gegenphasig zum Eingang der verstärkenden Anordnung zurückgeführt wird. Damit tritt, im Gegensatz zur Mitkopplung, ein Verstärkungsverlust ein. Dieser Verlust kann aber ohne Schwierigkeiten kompensiert werden.

Es werden Strom- und Spannungsgegenkopplung sowie frequenzunabhängige und frequenzabhängige Gegenkopplung angewendet. Die einfachste Form der *Stromgegenkopplung* ist dadurch gekennzeichnet, daß der übliche, den Katodenwiderstand überbrückende Kondensator (s. Gesamtstromlaufplan!) entfällt. Aus dem Prinzipschaltbild für die typische Stromgegenkopplung (Bild 44) geht hervor, daß

$$U_e \sim \; = U_g \sim + \; U_k \sim$$

und folglich

$$U_g \sim \; = U_e \sim - \; U_k \sim$$

ist, also $U_k \sim$ der Eingangsspannung $U_e \sim$ entgegenwirkt. Durch den Anodenwechselstrom am Katodenwiderstand tritt ein ihm proportionaler Spannungsabfall auf, der gegen die Steuerspannung eine Phasenverschiebung von 180° hat und mit ihr in Reihe liegt. In dieser Form ist die Anordnung frequenzunabhängig. Es läßt sich aber eine beliebige Frequenzabhängigkeit erzielen, wenn dem Katodenwiderstand eine kleine Kapazität parallel geschaltet wird.

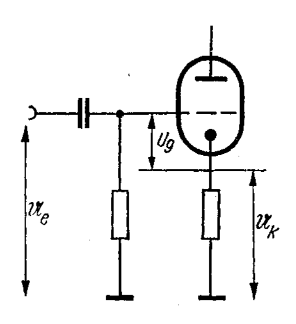


Bild 44
Stromgegenkopplung; Gegenkopplung von der Anode auf den Katodenwiderstand

In vielen neuzeitlichen Schaltungen findet man die in Bild 45 gezeigte frequenzunabhängige *Spannungskopplung*. Hier liegt ein Spannungsteiler parallel zur Ausgangsspannung. Der Grad der Gegen-

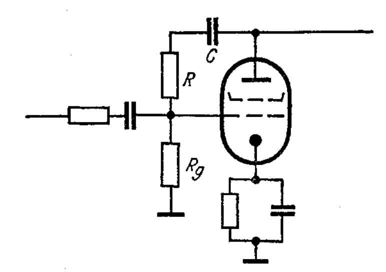


Bild 45
Spannungsgegenkopplung; Gegenkopplung von der Anode über einen Spannungsteiler auf das Gitter

kopplung läßt sich dadurch variieren, daß man die Widerstandsverhältnissse verändert. Diese Anordnung wird frequenzabhängig, wenn kapazitive oder induktive Reaktanzen eingefügt werden. Es gibt eine große Anzahl von Schaltungsvarianten. So kann von der Anode der Endröhre auf die Anode oder Katode der Vorröhre gegengekoppelt werden; oder, anstatt die Gegenkopplungsspannung aus einem parallel zur Ausgangsspannung liegenden Spannungsteiler zu gewinnen, läßt sie sich aus der Sekundärwicklung des Ausgangsübertragers entnehmen.

7.5. Anschluß von Tonfrequenzgeräten

Am Eingang des Niederfrequenzverstärkers stehen Anschlüsse für Tonabnehmer, Magnetbandgerät oder Mikrofon zur Verfügung. Die Anschlüsse sind am Empfänger in Form genormter Steckbuchsen ausgeführt. Mit dem Lautstärke- und dem Klangregler kann die Wiedergabe der Tonfrequenzgeräte geregelt werden. Ein Diodenanschluß ist für die modernen Magnetbandgeräte vorgesehen. Die für die Aufnahme benötigten geringen Spannungen werden hinter dem Demodulator des Empfangsgeräts abgegriffen, so daß die Aufsprechspannung einen linearen Frequenzgang aufweist. Bei Bandgeräten ohne Aufsprechverstärker wird der Anschluß für den zweiten, meist niederohmigen Lautsprecher zum Aufsprechen benutzt.

Der Anschluß für einen Kopfhörer muß gleichstromfrei erfolgen. Man verwendet einen Transformator, dessen Primärwicklung dem Außenwiderstand der NF-Endröhre und dessen Sekundärwicklung

dem Widerstand des Kopfhörers (im allgemeinen 2000 Ω) angepaßt sein müssen. Eine andere Möglichkeit ist der Anschluß über ein LC-Glied, eine NF-Drossel und einen Kondensator (Bild 46).

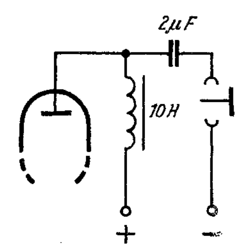


Bild 46
Gleichstromfreier Kopfhöreranschluß mittels eines LC-Glieds

7.6. Bandbreiteregelung

Im AM-Empfänger ist diese, meist kontinuierliche Regelung der jeweils günstigste Kompromiß zwischen übertragener Bandbreite und erforderlicher Trennschärfe. Voraussetzung für eine einwandfreie Funktion der Anordnung ist, daß sich bei der Regelung der Bandbreite, die in den fest abgestimmten Bandfiltern des ZF-Verstärkers vorgenommen wird, die Durchlaßkurve symmetrisch zur Abstimmfrequenz ändert. Die Einzelheiten der Schaltung werden durch die Güte der Kreise und die gewünschte Änderungsgröße der Bandbreite bestimmt. In der Praxis erfolgt die Bandbreiteregelung bei transformatorisch gekoppelten Filtern am zweckmäßigsten nach dem „Fahrstuhlprinzip" (Bild 47).

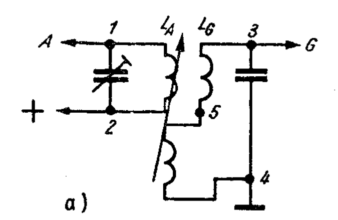


Bild 47
Bandbreiteregelung mittels Spulenfahrstuhls; a) Filterschaltung

Die im folgenden beschriebenen Einrichtungen, Anordnungen und Verfahren liegen größtenteils im Bereich des Amateurfunks.

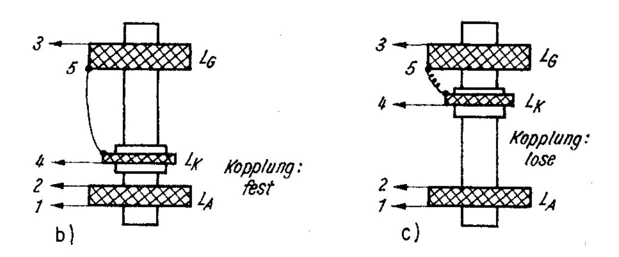


Bild 47 Bandbreiteregelung mittels Spulenfahrstuhls; b) Einstellung „Breitband", c) Einstellung „Schmalband"

7.7. Bandspreizung

Um die auf den Kurzwellenbändern — insbesondere den Amateurbändern — sehr dicht beieinanderliegenden Stationen zu trennen und die Einstellung der Sender zu erleichtern bzw. reproduzieren zu können, bedient man sich der Bandspreizung.

Bei Rundfunkempfängern ist es üblich, eine Auswahl aus den dem Kurzwellenrundfunk zur Verfügung stehenden sieben Bändern, dem 49-, 41-, 31-, 25-, 19-, 16- und 13-m-Band, zu spreizen. Das Verfahren, das sich allgemein durchgesetzt hat, besteht darin, Paddings als Vorschaltkondensatoren vor dem Drehkondensator des Vor- und des Überlagerungskreises zu verwenden. Diese Kondensatoren sind selbstverständlich in die Wellenbereichsumschaltung einzubeziehen.

Gegenwärtig ist auch die „Kurzwellenlupe" gebräuchlich. Die parallelgeschaltete Anordnung der Kurzwellenoszillatorspule des Empfängers wirkt als induktive Kreisverstimmung. Das Bauelement besteht aus einer einlagig bewickelten Zylinderspule, in der — ähnlich wie beim Spulenkernvariometer — ein mittels eines Seilzugs beweglicher Maniferstabkern angebracht ist, der eine Induktivitätsänderung ermöglicht. Die „Kurzwellenlupe" läßt sich abschalten.

Beim Amateurempfänger muß jedes Band der ebenfalls sehr schmalen fünf Amateurbänder über etwa 4/5 der Skala hinweg gespreizt werden. Grundsätzlich erfordert die Bandspreizung eine äußerst geringe Kapazitätsvariation (z. B. im 80-m-Band ist $\triangle$ C = 1 : 1,28, im 40-m-Band = 1 : 1,04). Deshalb ist es notwendig, besondere Schaltmaßnahmen für die Verringerung der C-Variation

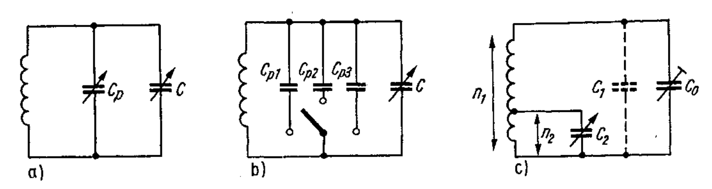


Bild 48 Bandspreizung durch Parallelkapazität; a) mittels Drehkondensators als Bandsetzkondensator, b) mittels umschaltbarer Festkondensatoren, c) mittels Parallelkapazität zu einer Teilwicklung der Kreisspule

innerhalb der Abstimmkreise vorzusehen. Handelsübliche Drehkondensatoren haben um ein vielfaches größere Kapazitätsvariationen.

Bandspreizung läßt sich mittels Parallel- oder (und) Serienkapazitäten verwirklichen.

Das Prinzip der *Parallelschaltung* zeigen die Bilder 48 a, b. Der Drehkondensator C_p bzw. die umschaltbaren Festkondensatoren oder Trimmerkondensatoren C_{p1}, C_{p2} und C_{p3} dienen zur jeweiligen Einstellung des Bandes; diese „Bandsetzkondensatoren" werden auf Bandmitte eingestellt. Mit dem kleineren Drehkondensator C wird die Feinabstimmung auf den Sender vorgenommen. Verwendet man Spulenrevolver, so ist C_p — zweckmäßig in Form eines Trimmerkondensators — parallel zur Kreisspule zu schalten; gleiches gilt auch für die im Amateurbetrieb oft verwendeten Steckspulen. Im Gebiet der höheren Frequenzen (20-, 15-, 10-m-Band) hat dieses Verfahren den Nachteil, daß das LC-Verhältnis ungünstig wird (großes C, zu kleines L) und sich die Kreisgüte verschlechtert. Es ist aber doch möglich, mit relativ kleinen Kreiskapazitäten eine gute Bandabstimmung zu erzielen. Man legt den Bandkondensator an eine Anzapfung der Schwingspule (Bild 48 c). In dieser Schaltung wirkt C_2 als Kreiskapazität C_1 (gestrichelt) $= \frac{C_2}{ü^2}$ parallel zu C_0; ü ist das Übersetzungsverhältnis $\frac{n_1}{n_2}$, wobei n die Windungszahl darstellt.

Bild 49 zeigt das Prinzip der *Serienschaltung*. Da sich für C_1 extrem geringe Kapazitätswerte ergeben (wenige Pikofarad) und diese kaum mit der erforderlichen Genauigkeit eingestellt werden können, ist das Verfahren nicht gebräuchlich.

In der Praxis wird meist eine *Zusammenschaltung von Parallel- und Serienkapazitäten* angewendet (Bild 50). Die Kondensatoren können auch als Trimmer ausgeführt sein; hiermit ergeben sich Abgleicherleichterungen.

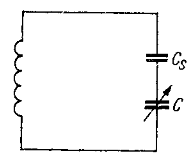


Bild 49
Bandspreizung mittels Serienkapazität

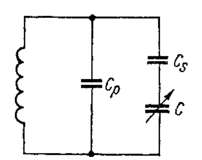


Bild 50
Bandspreizung mittels Kombination Parallel-/Reihenkapazität

7.8. Störbegrenzung, Störaustastung

Durch atmosphärische Entladungen, Zündfunken von Kraftfahrzeugen, nicht entstörte Elektromotoren u. a. kann der Empfang in Form von Prasselstörungen beeinträchtigt werden. Mittels Störbegrenzungs- oder Störaustastschaltungen lassen sie sich vermindern oder vollständig beseitigen.

Die *Störbegrenzung* beruht auf der Abkappung der Spitzen der Störamplituden. Dadurch wird das Verhältnis Nutzsignal zum Störsignal verbessert.

In der einfachsten Form werden zwei Kristalldioden oder Meßgleichrichter antiparallel zur Sekundärwicklung des Ausgangstransformators geschaltet (Bild 51). Bei kleinen Signalspannungen stellen die Dioden lediglich einen Ohmschen Widerstand von einigen Kiloohm dar. Ergeben sich größere Spannungen, so erfolgt eine vergrößerte Aussteuerung. In einem definierten Bereich sinkt der Widerstand ab.

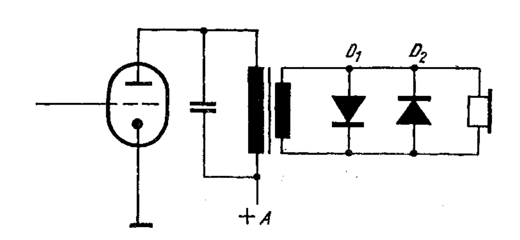


Bild 51
Störbegrenzung am Empfängerausgang mittels zweier antiparallelgeschalteter Dioden

Bei höheren Spannungen tritt also eine Dämpfung auf; die Störimpulsspitzen werden abgeschnitten. Dieses Verfahren hat den Nachteil, daß die Vorstufen des Empfängers bei großen Störamplituden bereits übersteuert werden. Es ist daher zweckmäßiger, die Störspitzen hinter dem Demodulator zu beseitigen. Eine entsprechende Schaltung, die mit einer Röhrendiode arbeitet, wird in Bild 52 gezeigt. Die von der Demodulatordiode abgenommene NF-Spannung muß auf ihrem Wege zum NF-Verstärker die Störbegrenzerdiode durchlaufen. Da diese eine positive Vorspannung hat, ist sie leitend. Treten nun größere Störspannungsamplituden auf, wird die Anode der Katode gegenüber negativ, und die Begrenzerdiode sperrt. Mit einer regelbaren Vorspannung kann der Einsatzpunkt der Sperrung eingestellt werden. Es sind noch weitere, nach dem gleichen Prinzip arbeitende Schaltungen gebräuchlich.

Bei der *Störaustastung* ist zwischen dem 1. und dem 2. Bandfilter eine Hexode als Verstärkerröhre geschaltet. Diese „Austaströhre" kann durch Anlegen einer Spannung an das dritte Gitter gesperrt werden. Die Sperrspannung wird unmittelbar vor der Röhre abgenommen, in seinem speziellen Verstärker (Störverstärker) verstärkt und in einem mit einer Duodiode arbeitenden Gleichrichter (Störgleichrichter) gleichgerichtet. Gelangt ein Störimpuls in den ZF-

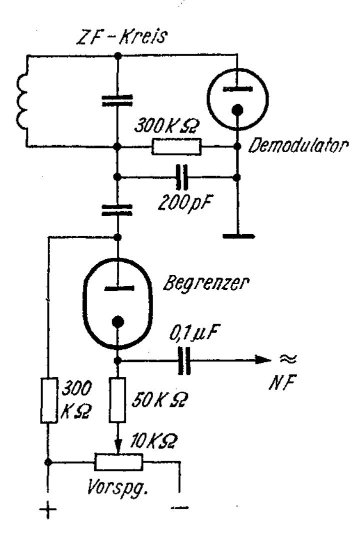


Bild 52
Serien-Diodenbegrenzung mit fester Vorspannung

Kanal, entsteht an diesem eine negativ gerichtete Gleichspannung. Da sie den ZF-Verstärker sperrt, kann der Störimpuls am Demodulator nicht erscheinen. Der Störgleichrichter erhält eine Vorspannung, da die Gleichrichtung erst dann wirksam werden soll, wenn die Störspannung größer ist als die Signalspannung.

7.9. Tonselektion

Im Telegrafiebetrieb können Tonselektionsschaltungen zur Trennschärfeverbesserung wenig selektiver Empfänger (z. B. Audion, Dreikreiskleinsuper) und zur Störverminderung beitragen. Die einfachste Schaltung zur Einengung der Bandbreite arbeitet mit einem LC-Glied (Bild 53). Da es ohne spezielle Meßeinrichtungen nicht gelingt, das optimale LC-Verhältnis zu verwirklichen und die gewünschte Resonanzfrequenz zu erzielen, ist diese Form der Tonselektion nur bedingt zu empfehlen.

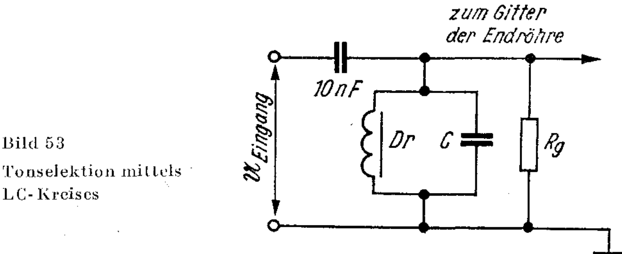


Bild 53
Tonselektion mittels LC-Kreises

Die Bandbreite läßt sich auch mit einer RC-Brückenschaltung (Bild 54) einengen. Allerdings bedarf die Gesamtschaltung eines

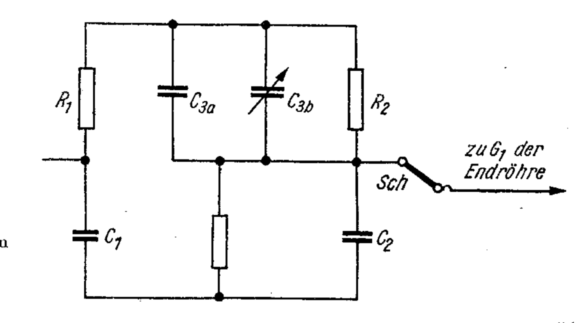


Bild 54
Tonselektion mittels RC-Filters

großen Aufwands, zumal im NF-Vorverstärker zwei Trioden oder eine Doppeltriode erforderlich sind. Kurz vor dem Einsatz der Selbsterregung der im RC-Filter erzeugten Rückkopplung ergeben sich

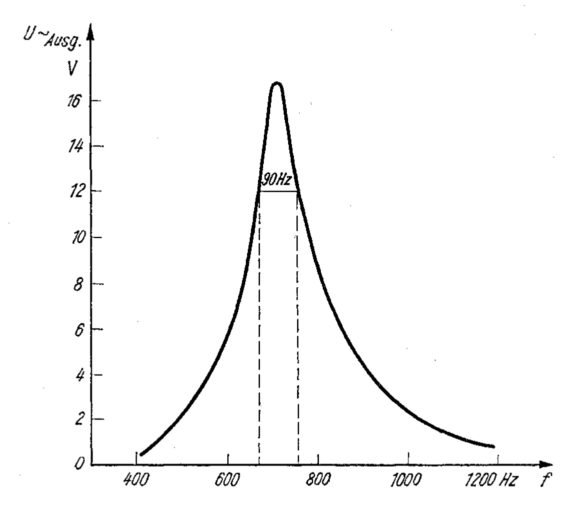


Bild 55 Frequenzcharakteristik einer Tonselektionsstufe mit RC-Filter

die geringste Bandbreite und auch die größte Verstärkung. Die zu erzielende Frequenzcharakteristik ist in Bild 55 dargestellt. In diesem Fall hat das RC-Glied eine Bandbreite von etwa 90 Hz. Diese Größe wird bei dem 0,7fachen Wert der Spitzenspannung (760 Hz — 670 Hz = 90 Hz) ermittelt.

7.10. Telegrafie- (Zwischenfrequenz-) Überlagerer

Im A1-Betrieb (tonlose Telegrafie) wird die hochfrequente Trägerwelle im Rhythmus der Morsezeichen getastet und ausgesendet. Um die nichtmodulierte Welle hörbar zu machen, muß der empfangene Träger bzw. die gebildete Zwischenfrequenz mit einer hochfrequenten Hilfsschwingung überlagert werden.

Im Rückkopplungsaudion wird die Hilfsschwingung dadurch erzeugt, daß man die Rückkopplung so weit anzieht, bis gerade Selbsterregung eintritt. Bei genauer Abstimmung auf die Empfangsfrequenz ist kein Ton hörbar; erst dann, wenn man den Empfänger verstimmt

(beispielsweise um 1000 Hz), wirkt das rückgekoppelte Audion als Oszillator. Zusammen mit der Empfangsfrequenz entsteht eine Schwingung von 1000 Hz, also ein hörbarer Ton.

Im Super ist ein zweiter Oszillator BFO (engl. = beat frequency oscillator) erforderlich. Gemeinsam mit der Zwischenfrequenz läßt sich durch Überlagerung (Interferenz) eine tonfrequente Schwingung erzeugen. Die Frequenz der Hilfsschwingung muß entweder um den Überlagerungston (z. B. 1000 Hz) höher oder tiefer sein als die Zwischenfrequenz. Der Zwischenfrequenzüberlagerer wird über eine kleine Kapazität (einige Pikofarad) an die Diode des Demodulators angekoppelt. Als Oszillatoren sind die inAbschnitt 3.2. besprochenen Schaltungen geeignet. Wegen des relativ einfachen Aufbaus und der ausgezeichneten Funktion wird die ECO-Schaltung bevorzugt. Eine rauscharme Röhre ist Bedingung, da der vom 2. Überlagerer erzeugte Rauschpegel 0,5 V (am Empfängerausgang gemessen) nicht überschritten werden darf. Dieser Forderung nach optimaler Frequenzkonstanz entspricht man mit einem kleinen L/C-Verhältnis; eine Stabilisierung der Anodenspannung ist anzuraten. Die Frequenz des Telegrafieüberlagerers sollte sich möglichst kontinuierlich verändern lassen, damit erstens eine Einstellung oberhalb und unterhalb der Zwischenfrequenz vorgenommen werden kann, und zweitens in bezug auf die Tonhöhe ein gewisser Spielraum vorhanden ist. Beide Ansprüche lassen sich mit einem der Schwingkreiskapazität parallelzuschaltenden kleinen Drehkondensator verwirklichen. Die Anodenspannung wird der Röhre über ein Potentiometer (etwa 25 kΩ) zugeführt, so daß die Amplitude der Schwingspannung geregelt und der einfallenden Station angepaßt werden kann.

7.11. Signalstärkeanzeige (S-Meter)

Diese Einrichtung dient im Amateurkurzwellenempfänger zur Anzeige der Feldstärke einer empfangenen Station. Da der Empfänger nach dem Ausschlag des Instrumentenzeigers des S-Meters eingestellt werden kann, ist auch eine Abstimmerleichterung gegeben.

Das einfachste Verfahren bedient sich der Abstimmanzeigeröhre (Bild 34); sie ermöglicht jedoch nur eine grobe Beurteilung der Feldstärke. Da eine Eichung nicht zu verwirklichen ist, genügt die Schaltung nur bescheidenen Ansprüchen.

Ein in den Anodenstromkreis der letzten ZF-Regelröhre geschaltetes Milliamperemeter erlaubt eine genaue Anzeige und bietet den Vorteil der Eichung. Da die Regelspannung von der Eingangsspannung (Feldstärke) abhängig ist, ändert sich der Anodenstrom der geregelten Röhre entsprechend, und zwar nimmt der Anodenstrom mit steigender Signalstärke ab; der Instrumentenanzeiger schlägt demzufolge nach links aus. Das Instrument kann entweder um 180° gedreht eingebaut werden, oder man verwendet eine Brückenschaltung. Mit dieser läßt sich die richtige Polung erzielen.

Trotz des erheblichen Aufwands bietet die dritte Möglichkeit, das S-Meter mit Röhrenvoltmeter in Brückenschaltung, einige Vorzüge vor allen anderen Schaltungen. Großer Meßbereich, gute Empfindlichkeit und sehr genaue Messungen sind die bestechenden Eigenschaften dieser Anordnung. Die Schaltung ist in Bild 56 aufgezeigt. Das Meßinstrument zeigt in einer linearen Dezibelskala an, da die Schwundregelung annähernd eine logarithmische Funktion der Signalstärke darstellt. Im Amateurfunk ist eine 9stufige S-Skala gebräuchlich. S 9 entspricht einer Eingangsspannung von 100/μV. Jeweils eine S-Stufe weniger kommt einer Verringerung der Eingangsspannung auf die Hälfte gleich, d. h. um 6 dB. Somit ist S 8 = 50 μV, S 7 = 25/μV usw. Stufen über S 9 werden nicht angegeben. Um höhere Feldstärken zu kennzeichnen, zählt man zu S 9 die Dezibelwerte. Somit ist S 9 + 6 dB = 200/μV, S 9 + 12 dB = 400 μV usw.

Alle wesentlichen schaltungstechnischen Besonderheiten sind mehr oder weniger ausführlich besprochen worden. Indessen erlaubten es weder der begrenzte Raum noch die Konzeption der Broschüre,

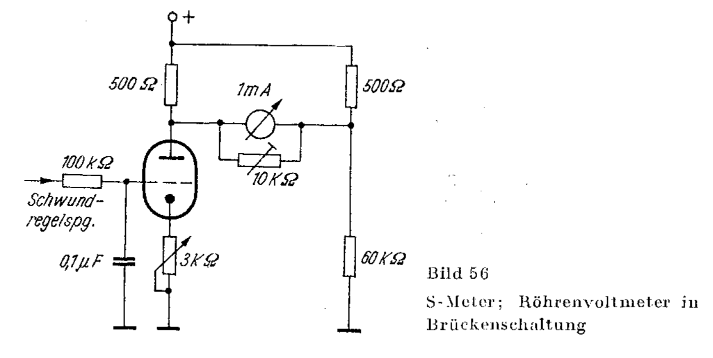


Bild 56
S-Meter; Röhrenvoltmeter in Brückenschaltung

auf alle Details einzugehen. Deshalb wird dem interessierten Leser empfohlen, gegebenenfalls die spezielle Literatur zu benutzen: Handbuch *Amateurfunk*, *Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker*, Zeitschriften *funkamateur*, *radio und fernsehen* u. a.

8. Technische Forderungen an ein Empfangsgerät und Hinweise für den praktischen Aufbau

Der Selbstbau eines Rundfunk- oder eines Amateurkurzwellenempfängers setzt außer theoretischem Wissen und handwerklichem Können die Kenntnis über die technischen Forderungen voraus, die an ein Funkempfangsgerät gestellt werden müssen. Diese sind von Fall zu Fall im folgenden erläutert. Da ferner der angehende Amateur oder der Bastler, lediglich mit dem Verständnis für die Wirkungsweise der Schaltung, nicht oder nur bedingt in der Lage ist, jene mit Erfolg in die Praxis umzusetzen, werden die folgenden, auf langjähriger Praxis beruhenden Hinweise für den konstruktiven Aufbau eines Empfangsgeräts von Nutzen sein. Die für den Amateurempfänger zu beachtenden besonderen Gesichtspunkte sind dabei berücksichtigt.

8.1. Allgemeines

Der Aufbau eines Empfangsgeräts erfordert höchste Präzision. Ist ein komplizierteres Gerät geplant, sollte man sich überlegen, ob die nach der Fertigstellung notwendige Einstellung aller Betriebsdaten und der Abgleich gesichert sind. Hierzu müssen einige spezielle Meßmittel vorhanden sein. Jedenfalls ist dem Anfänger dringend anzuraten, zunächst einen einfachen Empfänger aufzubauen, der weniger hohe Anforderungen an die Herstellung verlangt.

Im voraus muß betont werden, daß man nur hochwertige Einzelteile verwendet; für den Amateurkurzwellenempfänger sind die besten gerade gut genug.

Sind die in der Stückliste zum Stromlaufplan aufgeführten Bauteile vorhanden, muß zunächst ihre Anordnung festgelegt werden. Es empfiehlt sich, dem Stromlaufplan entsprechend, die Stufenbauweise anzuwenden. Da für Frequenzstabilität und Reproduzierbarkeit (Wiederkehrgenauigkeit) unbedingte mechanische Stabilität Voraus-

setzung ist, muß ein Eisen- oder ein Aluminiumblechchassis (Blechstärke 1 bis 1,5 mm) gewählt werden. Es wird nach 2 oder 4 Seiten abgewinkelt. Die Chassismaße richten sich nach dem Aufwand an Bauelementen. Der Aufbau muß so erfolgen, daß man möglichst wenige Zwischenverbindungen benötigt. Im Schaltbild sind größtenteils schon die kürzesten Verbindungen gezeichnet. (Die gedruckte Schaltung, die vorwiegend in Transistorgeräten angewendet wird, erfordert eine Leiterplatte. Das Basismaterial ist in der Regel hochwertiges Hartpapier, auf das mittels eines Klebers eine meist 0,035 mm dicke Kupferfolie aufgebracht wurde.)

Das Chassis muß man als „Nichtleiter" betrachten; es bildet also keine spezielle Erdung. Das Massepotential jeder Stufe ist immer in *einem* Punkt zusammenzuführen. Diese Erdungspunkte verbindet man dann mit einer Erdschiene. Widerstände und Kondensatoren sollen zweiseitig festgelegt werden, und sofern es zweckmäßig ist, verwendet man Lötösenleisten. Bei mechanischen Erschütterungen dürfen Schaltelemente ihre Lage nicht verändern.

Da temperaturabhängige Bauelemente, z. B. Kondensatoren und Spulen in HF- und ZF-Kreisen (Schwingkreisen), vor Wärmestrahlung zu schützen sind, werden sie möglichst auf der Unterseite des Chassis und die wärmeerzeugenden Teile, Widerstände, Röhren und Transformatoren, über diesem aufgebaut. Eine Durchlüftung des Gehäuses wird mit Luftlöchern gewährleistet. Antennen- und Erdanschluß werden an die Rückseite gelegt, gegebenenfalls auch der Kopfhöreranschluß. Die Einstellung des Empfängers muß sich bequem bedienen lassen. Beim Amateurkurzwellenempfänger ordnet man die am häufigsten benutzten Abstimmknöpfe (Stationswahl, Lautstärkeregelung) so an, daß das Handgelenk auf dem Tisch ruhen kann. Erwünscht ist eine mindestens 20 cm lange Linearskala mit Frequenz- oder Gradeinteilung. Der Antrieb darf keinen toten Gang aufweisen.

Der Amateurkurzwellenempfänger sollte für sämtliche freigegebenen 5 Kurzwellenbänder ausgelegt sein. Der Übergang von einem zum anderen Band erfolgt ohne Zeitaufwand mit dem Spulenrevolver oder dem Spulenkasten. Diese günstigsten Möglichkeiten der Bereichsumschaltung, die kürzeste Leitungsführung ergeben, wird man allerdings nur bei Spitzengeräten anwenden. Bei Ein- oder Zweikreisempfängern leisten Steckspulen zur Bereichsumschaltung gute Dienste.

8.2. Stromversorgung

Eine wesentliche Forderung an das Stromversorgungsteil ist eine ausreichende elektrische Dimensionierung. Das unterdimensionierte Netzteil kann zu Betriebsspannungsschwankungen führen. Für den Amateurempfänger sollte jedenfalls eine Spannungsstabilisierung mit Stabilisatorröhre vorgesehen werden. Optimale Brummfreiheit ist anzustreben.

Den Netzteil ordnet man so an, daß andere Stufen durch Wärmestrahlung nicht beeinflußt werden können. Besonders gilt das bei Verwendung von Netzgleichrichterröhren, da diese eine hohe Wärmestrahlung verursachen. Auch Netztransformatoren, Heizkreisvorwiderstände, Heißleiter und Skalenlampen strahlen mehr oder weniger Wärme ab. Die Leitungsführung ist unkritisch; trotzdem sollte man das Prinzip kürzester Leitungsführung, schon aus ökonomischen Gründen, auch hier anwenden. Durch verschiedenfarbige Drahtisolation gekennzeichnete Leitungen, die man übersichtlich verlegt, werden die notwendige Fehlersuche und Reparatur erleichtert.

Im Wechselstromempfänger legt man eine der beiden Heizleitungen für die Röhren an Masse (Bild 4). Ferner ist zu beachten, daß Heizleitungen nicht unmittelbar an Steuergitteranschlüssen vorbeigeführt werden oder zu Gitter- und Anodenleitungen parallel verlaufen, um Brummeinstreuungen zu vermeiden. Bei Allstromempfängern muß man auf die richtige Reihenfolge der Röhren im Heizkreis achten (s. Abschnitt 1.2.).

Eine Verdrosselung der Netzzuleitung ist angebracht, ebenso empfiehlt es sich, die Heizleitungen zu verdrillen.

8.3. Mischstufe

Auf den stabilen mechanischen und elektrischen Aufbau dieser Stufe muß größter Wert gelegt werden. Besonders kritisch gestaltet sich der Aufbau des Oszillators, der gegen Schwankungen der Betriebsspannungen sehr empfindlich ist. Wenn man keine geeigneten Maßnahmen trifft, wird die unbedingt zu fordernde Frequenzstabilität auf Grund der Temperatureinflüsse (Erwärmung der frequenzabhängigen Teile im Betrieb) nicht gewährleistet. Abhilfe ist mit einer Temperaturkompensation möglich. Durch Parallelschalten eines Kondensators mit negativem Temperaturbeiwert (TK) läßt sich

der Einfluß der positiven Temperaturkoeffizienten von Spulen und Drehkondensator ausgleichen. Allerdings wird mit dieser Parallelschaltung nur *eine* bestimmte Frequenz des Kreises temperaturunabhängig. Eine weitere Frequenz kann durch einen Serienkondensator zum Drehkondensator kompensiert werden (Formeln für die Berechnung findet man u. a. im Handbuch *Amateurfunk*).

Während der Radiobastler meistens auf dem Markt befindliche Spulensätze verwendet, auf denen der Eingangskreis und der Oszillatorkreis sowie der Wellenschalter fachgerecht angeordnet sind, ist der Kurzwellenamateur gezwungen, die Spulenaggregate selbst herzustellen, weil sich die handelsüblichen nicht für seine Zwecke eignen. Bei der Selbstherstellung ist folgendes zu beachten:

Kürzeste Leitungsführung vom Wellenschalter zu den Kreisspulen und Kondensatoren, Verwendung kapazitätsarmer Schalter mit versilberten Kontakten mit hohem Kontaktdruck, keine zu kleinen Abstände zwischen den Spulen, Abschirmbleche zwischen Eingangskreis und Oszillatorkreis, richtiges Anschließen der Kondensatoren (Außenbelag an Massepotential), Berücksichtigung des Wicklungssinns der Spulen.

Der Spulensatz muß so montiert werden, daß man mit dem Abgleichbesteck an die abzugleichenden Elemente gelangen kann. Der Drehkondensator sollte auf Gummipuffern gelagert sein, damit mechanische Schwingungen, die zu einer unerwünschten Frequenzmodulation führen, abgefangen werden.

Die Mischröhre muß man so anordnen, daß sich unter Berücksichtigung ihrer Wärmeabstrahlung eine kürzeste Verdrahtung der Gitter- und Anodenanschlüsse ermöglichen läßt. Die Zuführung zum Schirmgitter ist unkritisch. Der Schirmgitterkondensator wird unmittelbar an Masse gelegt (Außenbelag an Erdpotential).

8.4. ZF-Stufen

Auf Grund der sehr hohen Verstärkung erfordert der Aufbau des Zwischenfrequenzverstärkers — hauptsächlich der mehrstufige — besondere Maßnahmen. Unter allen Umständen muß vermieden werden, daß sich die einzelnen Stufen untereinander erregen können. Sie neigen in hohem Maße dazu, da ein und dieselbe Frequenz verstärkt wird. Daher ist ganz besonderer Wert auf eine einwandfreie

Abschirmung der Bandfilter zu legen. Die Verbindungsleitungen von den Filtern zu den Röhren sind so kurz wie möglich auszuführen. Werden abgeschirmte Leitungen benutzt, muß deren Kapazität berücksichtigt werden.

Die Anodenkreise der Bandfilter sind am kalten Ende über Entkopplungskondensatoren zu erden; auch die Schirmgitterkondensatoren muß man auf kürzestem Wege an Masse führen. Es empfiehlt sich, jeder Röhrenstufe einen speziellen Erdungspunkt zuzuordnen, auf den alle an Masse zu legenden Anschlüsse geschaltet werden! Die einzelnen Massepunkte verbindet man mit einer Erdungsschiene aus mindestens 0,8 mm dickem Kupferdraht. Ist der ZF-Verstärker mehrstufig, wird eine Abschirmung mit Abschirmblechen zwischen den einzelnen Stufen empfohlen.

Die im Rundfunksuper gebräuchlichen Bandfilter sind für Amateurzwecke nicht ohne weiteres geeignet, da diese Filter eine zu große Bandbreite haben.

8.5. Demodulatorstufe und Anzeigeteil

Der Aufbau ist relativ unkritisch. Es muß jedoch einer möglichen Brummeinstreuung vorgebeugt werden. Daher ist die Regelleitung zu entkoppeln. Sie darf nicht in unmittelbarer Nähe von HF- und ZF-führenden Leitungen und Elementen sowie von Heiz- und Anodenleitungen verlaufen. Die Zuführungen zur Anzeigeröhre bedürfen keiner besonderen Maßnahmen.

Die Auskopplung und die Übertragung der im Demodulator erzeugten Niederfrequenz werden durch eine abgeschirmte Leitung vorgenommen, deren Außenleiter (Abschirmung) man an *beiden* Seiten an Masse legt.

8.6. Niederfrequenzstufe

Hier müssen ebenfalls die beeinflussenden Faktoren berücksichtigt werden, damit eine einwandfreie Übertragung gewährleistet ist. Dabei muß man die nachstehenden Hinweise besonders beachten: einwandfreie Erdungspunkte, Abschirmung der Gitter- und Anodenleitungen, Abschirmung des Kopplungskondensators und des Gitter-

ableitwiderstands zur Vermeidung von Brummeinstreuungen auf das Gitter der Niederfrequenzvorröhre, sachgemäßer Anschluß der Gegenkopplungsleitungen, Erdung des Kernes des Ausgangsübertragers und erschütterungsfreie Befestigung des Lautsprechers.

Die große Steilheit moderner Endröhren kann leicht zur Selbsterregung führen, wodurch UKW-Schwingungen erzeugt werden; diese können Arbeitspunktverlagerungen verursachen und die Röhre unter Umständen zerstören. Zwischen Gitter und Gitterzuführungsleitung wird daher ein Schutzwiderstand von einigen 100 Ω bis zu 1 kΩ gelegt.

9. Messungen zur Funktionstüchtigkeit

Auch wenn der selbstgebaute Empfänger sofort „spielen "sollte, sind einige Messungen zweckmäßig; denn es soll ein Optimum an Leistung aus dem Gerät herausgeholt werden. Sie sind selbstverständlich unbedingt nötig, wenn es nicht funktioniert oder die Leistung nicht befriedigt. Messungen geben Aufschluß darüber, ob Schaltfehler vorliegen oder defekte bzw. nicht richtig dimensionierte Bauelemente eingesetzt sind.

Bevor das fertiggestellte Gerät an das Stromversorgungsnetz angeschlossen wird, sollte geprüft werden, ob die Verdrahtung mit dem Stromlaufplan übereinstimmt. Erst wenn die Gewißheit besteht, daß keine grundsätzlichen Schaltfehler begangen und die Sicherheitsvorschriften eingehalten worden sind, schließt man den Empfänger an. Bei Allstromempfängern ist, um das Chassis vom Netz zu trennen, ein Trenntransformator zu verwenden, oder man sorgt dafür, daß der geerdete Nulleiter des Netzes auf Masse (Chassis) zu liegen kommt. Eine Phasenprüfung ist mittels einer Glimmlampe leicht durchzuführen.

Vorerst setzt man keine Röhren ein, da zunächst die Schaltung ohne Belastung überprüft werden soll. Wenn man sich davon überzeugt hat, daß die Heizspannungen und alle übrigen Wechselspannungen an denjenigen Punkten der Schaltung liegen, wie im Stromlaufplan vorgesehen, wird die Gleichrichterröhre eingesetzt. Nunmehr werden sämtliche Gleichspannungen überprüft. Als Meßinstrument dient ein Vielfachmesser für Gleich- und Wechselspannungen sowie für Gleich- und Wechselströme. Nachdem die Empfängerröhren eingesetzt sind, nimmt man die dynamischen Messungen vor.

9.1. Spannungsmessungen

Der Spannungsmesser wird, ohne Auftrennung des Stromkreises, an die beiden Punkte gelegt, zwischen denen die Spannung gemessen

werden soll. In den meisten Fällen liegt der eine Bezugspunkt an Masse (Chassis), so daß man einen Pol des Spannungsmessers — bei Gleichspannungen den Minuspol — direkt an das Chassis klemmt.

Bei dynamischen Spannungsmessungen ist darauf zu achten, daß man den auf dem Stromlaufplan angegebenen Meßbereich am Instrument einstellt; denn durch seinen Innenwiderstand wird das Meßergebnis beeinflußt. Bei den Spannungswerten ist daher seitens des Geräteherstellers angegeben, in welchem Meßbereich und mit welchem Meßinstrument die Messungen ausgeführt worden sind. Meßfehler entstehen vor allem bei der Spannungsmessung an hochohmigen Widerständen (Anoden-, Schirmgitter-, Gitterwiderstand).

9.2. Strommessungen

Bei Strommessungen wird der Strommesser in den Stromkreis geschaltet. Um das Meßinstrument anschließen zu können, muß der Stromkreis an einer geeigneten Stelle aufgetrennt werden. Bei Gleichstrommessungen ist zum Schutze des Instruments, bevor es angeschlossen wird, auf richtige Polung zu achten.

Bei allen Messungen sollte man zunächst stets den höchsten Meßbereich am Instrument einstellen und erst später den für eine günstige Ablesung des Meßwerts geeigneten Meßbereich wählen.

9.3. Die praktischen Messungen am fertiggestellten Empfänger

Der Anschluß des Meßinstruments für Spannungs- und Strommessungen geht aus dem Schema (Bild 57) hervor, das den Grundstromkreis veranschaulicht.

Wurde nach den statischen Messungen kein Fehler festgestellt, wird, nach Einstecken der Röhren, zunächst die Stromaufnahme des Empfängers gemessen. Hierzu ist das Milliamperemeter in die Netzzuleitung zu schalten. Die Leistungsaufnahme üblicher Rundfunkempfänger liegt zwischen 30 W und 60 W, so daß bei 220 V Netzspannung mit einem Strom von etwa 150 bis 300 mA gerechnet werden muß. Die genaue Größe läßt sich aus der Leistungsformel ableiten. Anschließend werden die Heizspannungen und die Heizströme der Röhren gemessen. Mit den Messungen der Gleichspannungen be-

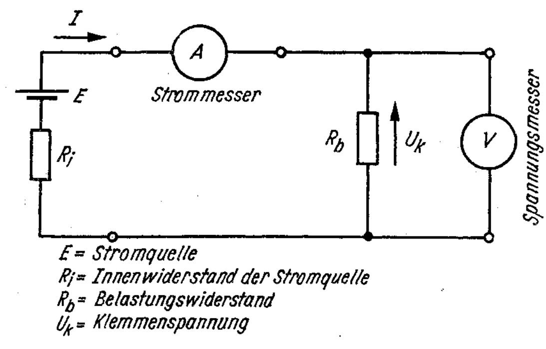


Bild 57 Schema zur Spannungs- und Strommessung

ginnt man am Ladeelektrolytkondensator; man verfolgt dann die Plusleitung bis zu den Röhrenelektroden (Anoden- und Schirmgitterspannung). Dabei sind die im Stromlaufplan angegebenen Meßpunkte und Meßwerte zu beachten. Sämtliche Gleichspannungen werden auf Masse bezogen. Sollten sich hier bereits stark abweichende Werte ergeben bzw. diese oder jene Röhrenelektrode keine Spannung führen, ist bereits ein Anhaltspunkt für die Fehlersuche gegeben. Mit diesen Messungen lassen sich sicher und rasch Unterbrechungen in Stromkreisen, schadhafte Bauelemente und Schaltfehler feststellen.

Strommessungen sind im allgemeinen nicht erforderlich, da aus den Spannungsmessungen auf die Stromwerte geschlossen werden kann.

9.4. Die Prüfung der Verstärkereigenschaften des Empfängers

Die schnellste und einfachste Methode ist die „Fingerprobe" (man nimmt einen Schraubenzieher zur Hilfe). Der Gehäuselautsprecher dient als akustische Anzeige. Von der Endröhre an nach „vorn", bis zur ZF-Stufe, werden nacheinander die Gitteranschlüsse der in Frage kommenden Röhren mit dem Schraubenzieher berührt, wobei ein Brummen im Lautsprecher hörbar sein muß. Es ist schwächer am Gitter der Endröhre als am Gitter der NF-Vorröhre. Daraus geht zunächst hervor, daß der NF-Verstärker im Prinzip richtig arbeitet. Um Gewißheit zu erlangen, ob der ZF-Verstärker in Ordnung ist, wird das Steuergitter des Mischröhrenheptodensystems abgetastet.

Hier muß ein Pfeifton oder ein lautstarkes Knacken hörbar sein; mitunter sind auch Morsezeichen aus dem Kurzwellenbereich wahrzunehmen. Mit angeschlossener Antenne können nunmehr die ersten Empfangsversuche vorgenommen werden; häufig wird man schon Stationen empfangen können.

9.5. Die Prüfung des Oszillators

Die Leistung des Supers ist in hohem Maße von der Dimensionierung des Oszillators abhängig. Auch hier läßt sich eine sehr einfache und sichere Prüfmethode anwenden. Man schließt den Gleichspannungsmesser an die Anode des Triodensystems gegen Masse an und mißt die Anodenspannung. Danach wird mit einem Schraubenzieher das Oszillatorgitter gegen Masse kurzgeschlossen. Schwingt der Oszillator, muß sich die am Meßinstrument abzulesende Anodenspannung merklich verringern. Der Oszillator schwingt also nicht, wenn diese konstant bleibt. Der Fehler ist meist in einer verpolten Rückkopplungsspule oder einer schadhaften Röhre zu suchen.

10. Der Empfängerabgleich

Der sorgfältige und sachgemäße Abgleich des Supers ist entscheidend für seine Empfangseigenschaften. Es sind jedoch erhebliche Meßmittel notwendig, wenn bestmögliche Messungen angestrebt werden. Erforderlich ist ein Prüfsender oder Meßgenerator. Der mittels einer einfallenden Station mögliche Zwischenfrequenzabgleich sollte nur ein Notbehelf sein.

10.1. Der Abgleich des Zwischenfrequenzverstärkers

Sämtliche Zwischenfrequenzkreise müssen auf die gleiche Zwischen frequenz abgeglichen werden (meist 455 kHz oder 473 kHz). Den Prüfgenerator, dessen Spannung mit 1000 Hz moduliert ist, schließt man über einen Kondensator von 5 nF an das Steuergitter der 1. ZF-Röhre an und legt parallel zur Sekundärwicklung des Ausgangstransformators einen empfindlichen Spannungsmesser (hochohmigen Vielfachmesser, Outputmeter) — Bild 58 —. Diesen stellt man auf den 6-V-Wechselspannungsbereich ein. Vom Generator wird nun so viel ZF-Spannung eingespeist, bis am Ausgangsmesser ein Ausschlag vorhanden ist. Der Abgleich beginnt mit dem letzten ZF-Kreis (Diodenkreis). Nacheinander gleicht man sämtliche ZF-Kreise auf maximale Ausgangsspannung ab. Die vom Generator erzeugte ZF-Spannung ist laufend so einzuregeln, daß Instrument und Lautsprecher nicht übersteuert werden. Nunmehr wird das ZF-Signal auf den Antenneneingang gegeben und der ZF-Saugkreis bzw. der ZF-Sperrkreis auf Minimum abgeglichen.

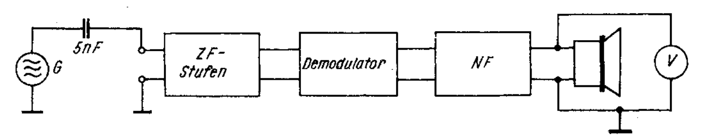


Bild 58 Blockschema zum Abgleich des Zwischenfrequenzverstärkers

10.2. Der Abgleich des Hochfrequenzteils

Normalerweise werden zwei Abgleichpunkte, die Anfangsmarke am niederfrequenten und die Endmarke am hochfrequenten Ende der Wellenbereiche, festgelegt (z. B. 600 kHz, 1600 kHz).

Das mit 1000 Hz modulierte Prüfsendersignal wird über eine Antennennachbildung auf den Antenneneingang des Empfängers gegeben. Bild 59 zeigt das Anschlußschema. Für einwandfreie Erdung sowohl des Generators als auch des Empfängers muß gesorgt werden. Die Schwundregelung ist außer Betrieb zu setzen. Der Abgleich beginnt mit der Oszillatorstufe, die für die Skaleneichung maßgebend ist. Bei der 600-kHz-Abgleichfrequenz des Prüfgenerators dreht man den Kern der Oszillatorspule so lange, bis das Signal erscheint und schließlich ein Spannungsmaximum erreicht wird. In analoger Weise gleicht man anschließend die entsprechende Vorkreisspule ab. Bei der 1600-kHz-Frequenz wird der Oszillatortrimmer auf Spannungsmaximum eingestellt, sodann der Vorkreistrimmer. Den Abgleichvorgang wiederholt man so lange, bis keine gegenseitige Verstimmung mehr vorhanden ist. Mit dem Trimmerabgleich wird der Vorgang beendet. Im allgemeinen beginnt man den Abgleich mit dem Mittelwellenbereich; dann werden der Langwellen- und der Kurzwellenbereich abgeglichen. Die Abgleichfolge ist von der Art der Bereichsumschaltung abhängig. Beim Abgleich im Kurzwellenbereich ist darauf zu achten, daß auch tatsächlich die Empfangsfrequenz und nicht etwa die Spiegelfrequenz eingestellt ist.

Diese fällt in den Empfangsbereich, weil der Abstand zwischen Empfangs- und Oszillatorfrequenz sehr gering ist (Spiegelfrequenz = Empfangsfrequenz + 2mal Zwischenfrequenz). Für den Abgleich sollte das vorschriftsmäßige Abgleichbesteck verwendet werden; metallische Schraubenzieher und Abstimmschlüssel verstimmen die Kreise.

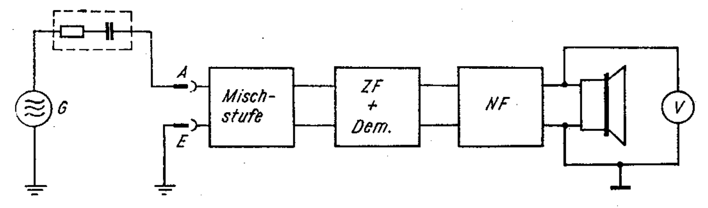


Bild 59 Blockschema zum Abgleich der Hochfrequenzstufe und zu Hochfrequenzmessungen

11. Spezielle Messungen am Super

Außer den bereits beschriebenen Messungen spielen zur Bestimmung der technischen Parameter NF-und HF-Messungen eine entscheidende Rolle. Die wichtigsten werden im folgenden erläutert.

11.1. NF-Messungen

Am NF-Verstärker sind folgende Messungen durchzuführen:

Ausgangsleistung;
Eingangsempfindlichkeit;
Frequenzgang.

In allen Fällen wird auf den NF-Verstärkereingang eine in einem Niederfrequenzgenerator erzeugte niederfrequente (tonfrequente) Spannung gegeben. Am Empfängerausgang (Lautsprecheranschluß) kontrolliert man mittels eines Ausgangsspannungsmessers (Outputmeter, Vielfachmesser ~, NF-Röhrenvoltmeter) und eines Oszillografen (Bild 60).

11.1.1. Bestimmung der NF-Ausgangsleistung

Dem Gitter der Endröhre wird eine sinusförmige Modulationsfrequenz von 1000 Hz zugeführt, deren Spannung man so dosiert, daß am

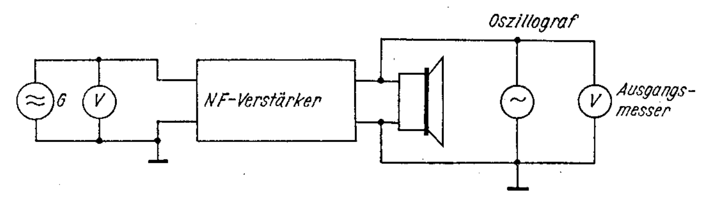


Bild 60 Blockschema zu Niederfrequenzmessungen

Empfängerausgang (Schwingspule oder Ersatzwiderstand) eine maximale unverzerrte niederfrequente Spannung entsteht. Der Klirrfaktor darf 10% nicht übersteigen, d. h., die Verzerrungen dürfen gehörmäßig nicht wahrnehmbar bzw. die Kurve auf dem Schirm des Oszillografen nicht verzerrt sein. Aus der am Outputmeter abgelesenen Spannung und der bekannten Impedanz der Lautsprecherschwingspule läßt sich die Ausgangsleistung berechnen

$$P\sim = \frac{U^2\sim}{R\sim};$$

P in W, U in V, R in Ω.

11.1.2. Bestimmung der NF-Empfindlichkeit

Der Messung wird eine Ausgangsleistung von 50 mW zugrunde gelegt (Zimmerlautstärke!). Man bestimmt, welche Eingangsspannung erforderlich ist, um am Empfängerausgang diesen Wert zu erreichen. Die Frequenz beträgt auch bei dieser Messung 1000 Hz.

Den Spannungswert für die Leistung von 50 mW errechnet man nach der Formel

$$U\sim = \sqrt{P\sim \cdot R\sim}.$$

Beispiel

Impedanz der Schwingspule des Lautsprechers 5 Ω

Ausgangsleistung P = 50 mW

$$U\sim = \sqrt{5 \cdot 10^{-2} \cdot 5} = \sqrt{0{,}25} = 0{,}5\ \mathrm{V}$$

Die am NF-Ausgangsmesser abgelesenen 0,5 V entsprechen also einer Ausgangsleistung von 50 mW.

11.1.3. Bestimmung des Frequenzgangs

Es wird die Ausgangsspannung bei fortschreitender Frequenz des spannungskonstanten Eingangssignals gemessen. Aus den Meßwerten läßt sich eine den gesamten Tonfrequenzbereich umfassende

Kurve ableiten. Diese charakterisiert den NF-Frequenzgang des Verstärkers. Bild 61 zeigt eine derartige Kurve auf.

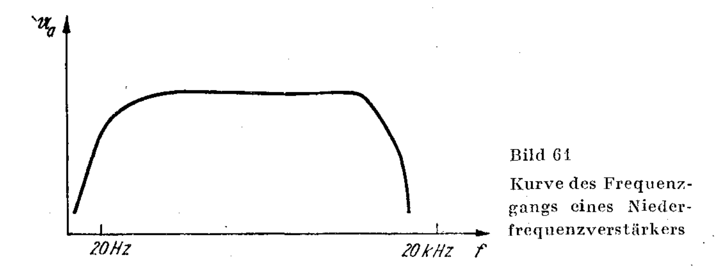


Bild 61
Kurve des Frequenzgangs eines Niederfrequenzverstärkers

11.2. ZF-Messungen

Für die Bestimmung der Güte des ZF-Teils werden Messungen der
ZF-Empfindlichkeit
und der ZF-Bandbreite
durchgeführt.

Erforderlich ist ein Meßgenerator, der eine definierte und frequenzstabile Hochfrequenzspannung abgibt, und ein Outputmeter.

11.2.1. Bestimmung der ZF-Empfindlichkeit

Der Generator wird auf die Zwischenfrequenz eingestellt und das mit 1000 Hz modulierte Signal über einen Kondensator von 5 nF auf den Eingang des ZF-Verstärkers (Gitter 1 der Röhre ECH 81) gegeben (Bild 62). Die ZF-Spannung regelt man so weit hoch, bis an der Schwingspule des Lautsprechers die bekannte 50-mW-Ausgangs-

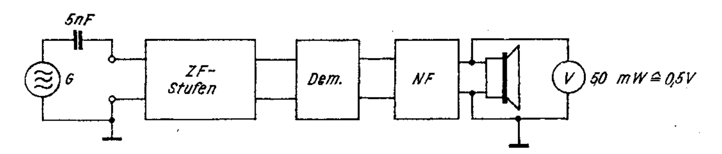


Bild 62 Blockschema zur Bestimmung der Zwischenfrequenzempfindlichkeit

leistung vorhanden ist. Am Meßgenerator wird abgelesen, welche Zwischenfrequenzspannung am ZF-Eingang liegt.

Die ZF-Empfindlichkeit ist gleich der ZF-Eingangsspannung(μV) bei 50 mW Ausgangsleistung.

11.2.2. Bestimmung der ZF-Bandbreite

Voraussetzung für die Bestimmung der Bandbreite ist, daß der Zwischenfrequenzverstärker einwandfrei abgeglichen wurde.

Der Meßsender wird genau auf die Zwischenfrequenz abgestimmt und die ZF-Spannung so geregelt, daß am Ausgangsmesser eine Spannung von 1 V entsteht. Nunmehr verstimmt man den Meßsender nach beiden Seiten der ZF so weit, bis am Ausgangsmesser jeweils 0,7 V angezeigt werden. Die Summe der auf beiden Seiten an der Skala des Meßsenders abgelesenen Frequenzabweichungen ergeben den Wert der absoluten Bandbreite b (Bild 63).

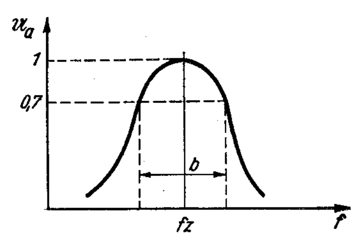


Bild 63
Zwischenfrequenzdurchlaßkurve; Bestimmung der Zwischenfrequenzbandbreite

11.3. HF-Messungen

Die wichtigsten Messungen sind:

HF-Empfindlichkeit;

Selektion (Trennschärfe).

Für diese Messungen gilt das Blockschema Bild 59.

11.3.1. Bestimmung der HF-Empfindlichkeit

Der Generator wird über eine Antennennachbildung an die Antennenbuchse des Empfängers angeschlossen und die Eingangsempfindlich-

keit auf allen Frequenzbereichen auf die gleiche Weise wie beim ZF-Verstärker ermittelt.

Die HF-Empfindlichkeit ist gleich der HF-Eingangsspannung (in μV) bei 50 mW Ausgangsleistung.

11.3.2. Bestimmung der Selektion (Trennschärfe)

Der HF-Generator wird auf die Bandmittenfrequenz des in Frage kommenden Bereichs eingestellt (z. B. 1000 kHz bei Mittelwelle) und die modulierte Hochfrequenzspannung so weit hochgeregelt, daß am Empfängerausgang (Schwingspule des Lautsprechers) eine Spannung von 1 V entsteht. Sodann verstimmt man den Generator um $\pm$ 10 kHz. Am Outputmeter werden die entsprechenden Spannungswerte abgelesen. Der arithmetische Mittelwert aus diesen ergibt im Verhältnis zur Resonanzspannung den Wert für die Trennschärfe.

Beispiel

Resonanzspannung	1 V
Spannung bei $f_0 + 10$ kHz	5 mV
Spannung bei $f_0 - 10$ kHz	8 mV
Mittelwert $= \frac{5+8}{2}$	6,5 mV

$$\text{Trennschärfe } T_{10} = \frac{1\ \text{V}}{6{,}5 \cdot 10^{-3}\ \text{V}} = 0{,}154 \cdot 10^{3} = 154$$

Die Unsymmetrie der beiden Spannungswerte ergibt sich aus der Form der Durchlaßkurve von Schwingkreisen.

12. Standardmeßwerte für einen normalen AM-Mittelsuper

Niederfrequenz

NF-Empfindlichkeit

bei P_a = 50 mW und f = 1 kHz, gemessen am Gitter der NF-Vorröhre etwa 20 mV

NF-Frequenzgang 80 bis 12000 Hz

Brummspannung am Lautsprecher (gemessen mit Röhrenvoltmeter) etwa 3 mV

NF-Ausgangsleistung

bei f = 1 kHz, Klirrfaktor 10% etwa 2 VA

Zwischenfrequenz

ZF-Empfindlichkeit etwa 20 μV

ZF-Bandbreite etwa 3 kHz

Selektion (± 9 kHz)

bei Pa = 50 mW (gemessen am G_1 der ECH 81)

über C 5 nF 1 : 57 = etwa 35 dB*

Hochfrequenz

HF-Empfindlichkeit (Mittelwelle) etwa 15 μV

Selektion

bei Pa = 50 mW (am Antenneneingang

über Kunstantenne gemessen) 1 : 100 = etwa 40 dB*

---

* 1 dB = 20 lg U_1/U_2

Redaktionsschluß 5. Dezember 1966

1.—10. Tausend

Deutscher Militärverlag · Berlin 1967 · Lizenz-Nr. 5

Lektor: Wolfgang Stammler

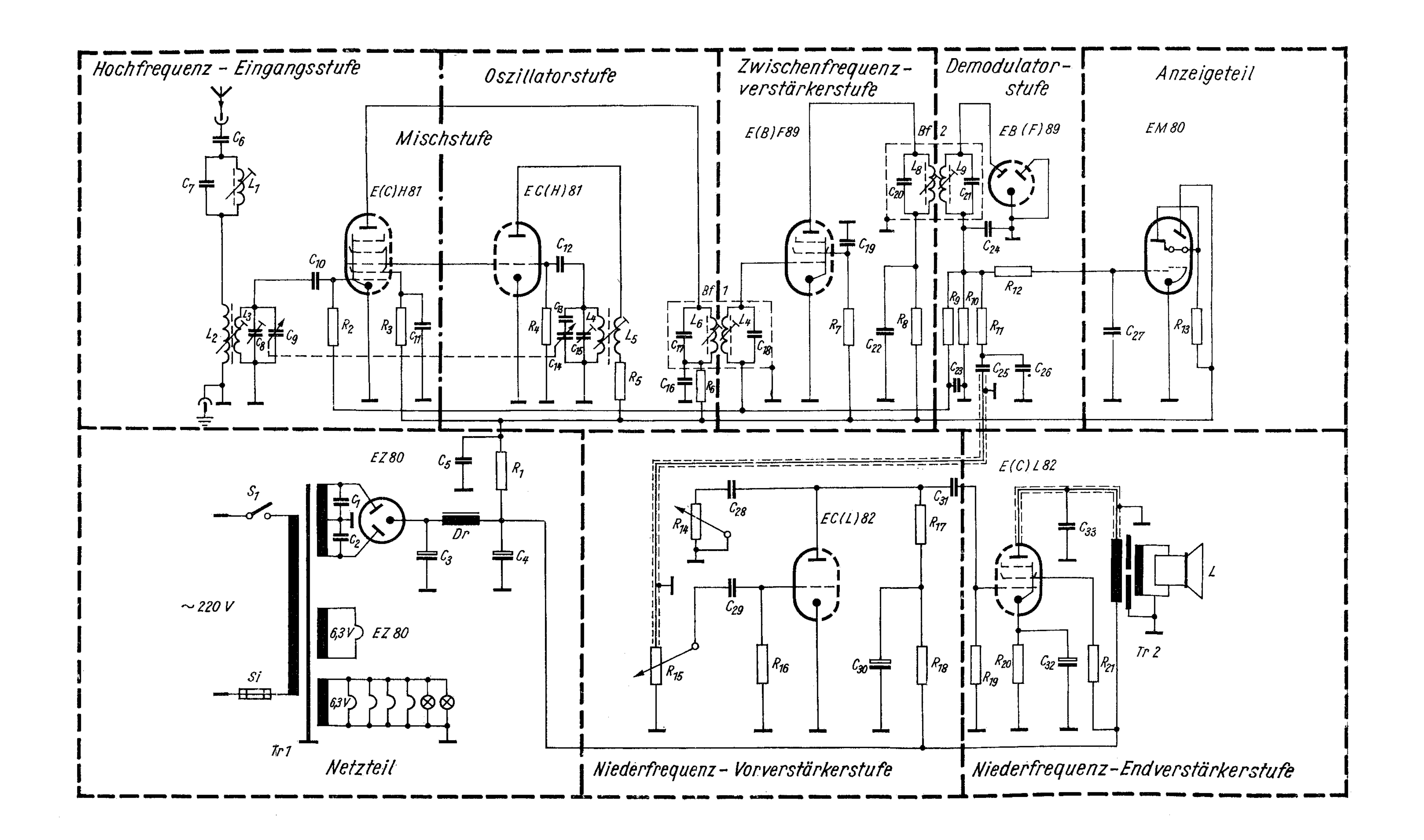
Zeichnungen: Wilhelm Kaufmann

Vorauskorrektor: Johanna Pulpit · Korrektor: Rita Abraham

Typografie: Dieter Lebek · Hersteller: Wolfgang Guthmann

Gesamtherstellung: Druckerei Volksstimme Magdeburg

1,90


Hochfrequenz - Eingangsstufe
Oszillatorstufe
Mischstufe
Zwischenfrequenz-verstärkerstufe
Demodulator-stufe
Anzeigeteil
E(C)H81
EC(H)81
E(B)F89
EB(F)89
EM80
Bf 1
Bf 2
Netzteil
EZ 80
~220 V
6,3 V
S1
Si
Tr 1
Dr
Niederfrequenz - Vorverstärkerstufe
EC(L)82
Niederfrequenz-Endverstärkerstufe
E(C)L82
Tr 2
L

Stückliste zum Gesamtstromlaufplan

C_1	Papierkondensator	10 nF bis 0,1 μF	10%	500 V
C_2	Papierkondensator	10 nF bis 0,1 μF	10%	500 V
C_3	Elektrolytkondensator	50 μF		350 V
C_4	Elektrolytkondensator	100 μF		350 V
C_5	Papierkondensator	0,1 bis 0,25 μF	10%	300 V
C_6	Keramischer Rohrkondensator	200 bis 500 pF	10%	160 V
C_7	Keramischer Rohrkondensator	300 bis 400 pF	5%	160 V
C_8	Keramischer Scheibentrimmer	6/30 pF		
C_9	Drehkondensator	50/500 pF		
C_{10}	Keramischer Rohrkondensator	100 pF	10%	160 V
C_{11}	Keramischer Rohr- oder Scheibenkondensator	3 bis 5 nF	10%	350 V
C_{12}	Keramischer Rohrkondensator	60 bis 100 pF	10%	350 V
C_{13}	Keramischer Drehkondensator	50/500 pF		
C_{14}	Rohrkondensator	250 bis 400 pF	5%	160 V
C_{15}	Keramischer Scheibentrimmer	6/30 pF		
C_{16}	Keramischer Rohrkondensator	5 nF		350 V
C_{17}	Kunstfoliekondensator	300 pF	2,5%	125 V
C_{18}	Kunstfoliekondensator	300 pF	2,5%	125 V
C_{19}	Keramischer Rohr- oder Scheibenkondensator	3 bis 5 nF	10%	350 V
C_{20}	Kunstfoliekondensator	300 pF	2,5%	125 V
C_{21}	Kunstfoliekondensator	300 pF	2,5%	125 V
C_{22}	Keramischer Rohrkondensator	5 nF		350 V
C_{23}	Papierkondensator	50 nF bis 0,1 μF		160 V
C_{24}	Keramischer Rohrkondensator	200 bis 500 pF	10%	160 V
C_{25}	Papierkondensator	25 bis 50 nF		160 V
C_{26}	Keramischer Rohrkondensator	200 bis 500 pF	10%	160 V
C_{27}	Papierkondensator	25 bis 50 nF		160 V
C_{28}	Papierkondensator	etwa 10 nF		500 V
C_{29}	Papierkondensator	10 bis 25 nF		160 V
C_{30}	Elektrolytkondensator	50 bis 100 μF		35 V
C_{31}	Papierkondensator	10 bis 25 nF		350 V
C_{32}	Elektrolytkondensator	1 bis 4 μF		350 V
C_{33}	Papierkondensator	1 bis 5 nF		500 V
R_1	Schichtwiderstand	etwa 1 kΩ	10%	1 W
R_2	Schichtwiderstand	1 MΩ	10%	0,25 W
R_3	Schichtwiderstand	30 kΩ	10%	1 W
R_4	Schichtwiderstand	20 bis 50 kΩ	10%	0,25 W
R_5	Schichtwiderstand	30 kΩ	10%	1 W
R_6	Schichtwiderstand	1 kΩ	10%	0,25 W
R_7	Schichtwiderstand	50 kΩ	10%	0,5 W
R_8	Schichtwiderstand	1 kΩ	10%	0,25 W
R_9	Schichtwiderstand	1 MΩ	20%	0,25 W
R_{10}	Schichtwiderstand	200 bis 500 kΩ	10%	0,25 W
R_{11}	Schichtwiderstand	100 kΩ	20%	0,25 W
R_{12}	Schichtwiderstand	20 bis 500 kΩ	20%	0,25 W
R_{13}	Schichtwiderstand	500 kΩ	20%	0,125 W
R_{14}	Schichtwiderstand	500 kΩ log	2-32-S2	
R_{15}	Schichtdrehwiderstand	1 MΩ log	2-32-S2	
R_{16}	Schichtdrehwiderstand	5 bis 10 MΩ	10%	0,125 W
R_{17}	Schichtwiderstand	200 kΩ	10%	0,25 W
R_{18}	Schichtwiderstand	30 bis 50 kΩ	20%	0,125 W
R_{19}	Schichtwiderstand	1 MΩ	20%	0,25 W
R_{20}	Schichtwiderstand	400 Ω	5%	1 W
R_{21}	Schichtwiderstand	200 Ω	20%	0,25 W



DEUTSCHER
MILITÄR-
VERLAG

